

Docket No.: 60188-569

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of :
Masashi INAO, et al. :
Serial No.: : Group Art Unit:
Filed: June 30, 2003 : Examiner:
For: MOTOR DRIVE METHOD AND MOTOR DRIVER

**CLAIM OF PRIORITY AND
TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT**

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicants hereby claim the priority of:

Japanese Patent Application No. 2002-192540, filed July 1, 2002

cited in the Declaration of the present application. A certified copy is submitted herewith.

Respectfully submitted,

MCDERMOTT, WILL & EMERY


Michael E. Fogarty
Registration No. 36,139

600 13th Street, N.W.
Washington, DC 20005-3096
(202) 756-8000 MEF:mlw
Facsimile: (202) 756-8087
Date: June 30, 2003

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

60188-564
Masashi INAO et al.
June 30, 2003
McDermott, Will & Emery

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2002年 7月 1日

出願番号
Application Number:

特願2002-192540

[ST.10/C]:

[JP2002-192540]

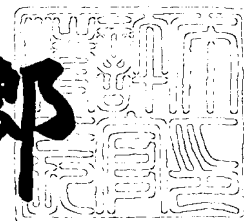
出願人
Applicant(s):

松下電器産業株式会社

2003年 5月13日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3035149

【書類名】	特許願	
【整理番号】	2924020123	
【提出日】	平成14年 7月 1日	
【あて先】	特許庁長官 殿	
【国際特許分類】	H02P 7/63 H02P 6/08	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1 0 0 6 番地	松下電器産業株
	式会社内	
【氏名】	稲生 正志	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1 0 0 6 番地	松下電器産業株
	式会社内	
【氏名】	山本 泰永	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1 0 0 6 番地	松下システムテ
	クノ株式会社内	
【氏名】	岩永 太志	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1 0 0 6 番地	松下電器産業株
	式会社内	
【氏名】	横内 朋治	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1 0 0 6 番地	松下電器産業株
	式会社内	
【氏名】	坂井 博文	
【特許出願人】		
【識別番号】	000005821	
【氏名又は名称】	松下電器産業株式会社	

【代理人】

【識別番号】 100077931

【弁理士】

【氏名又は名称】 前田 弘

【選任した代理人】

【識別番号】 100094134

【弁理士】

【氏名又は名称】 小山 廣毅

【選任した代理人】

【識別番号】 100110939

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹内 宏

【選任した代理人】

【識別番号】 100110940

【弁理士】

【氏名又は名称】 嶋田 高久

【選任した代理人】

【識別番号】 100113262

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹内 祐二

【選任した代理人】

【識別番号】 100115059

【弁理士】

【氏名又は名称】 今江 克実

【選任した代理人】

【識別番号】 100115510

【弁理士】

【氏名又は名称】 手島 勝

【選任した代理人】

【識別番号】 100115691

【弁理士】

【氏名又は名称】 藤田 篤史

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014409

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0006010

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動方法及びモータ駆動装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備えるとともに、前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、

前記モータのロータの位置に応じた位置信号を求めるステップと、

前記複数の出力回路のうちのいずれか 1 つにおける 1 のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、所定の電気角に相当する期間において導通させるステップと、

導通させる前記スイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における下アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせ、導通させる前記スイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせるステップとを備え、

前記スイッチング動作をさせるステップは、

前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子のうち、1 のスイッチング素子を導通させる第 1 の期間と、前記 1 のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子を導通させる第 2 の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記スイッチング動作を制御するものである

モータ駆動方法。

【請求項 2】 直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を 4 以上の偶数個備えるとともに、前記 4 以上の偶数個の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記 4 以上の偶数個

の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、

前記モータのロータの位置に応じた位置信号を求めるステップと、

前記複数の出力回路のうちのいずれか 1 つにおける 1 のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、前記選択されたスイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は、前記選択されたスイッチング素子に対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の下アーム側スイッチング素子と前記選択されたスイッチング素子との組を、前記選択されたスイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は、前記選択されたスイッチング素子に対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の上アーム側スイッチング素子と前記選択されたスイッチング素子との組を、所定の電気角に相当する期間において導通させるステップと、

前記選択されたスイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における下アーム側スイッチング素子のそれぞれとこれらのそれぞれに対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の上アーム側スイッチング素子との組のそれぞれにスイッチング動作をさせ、前記選択されたスイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子のそれぞれとこれらのそれぞれに対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の下アーム側スイッチング素子との組のそれぞれにスイッチング動作をさせるステップとを備え、

前記スイッチング動作をさせるステップは、

前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子の組のうち、1 組のスイッチング素子を導通させる第 1 の期間と、前記 1 組のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子の組を導通させる第 2 の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記スイッチング動

作を制御するものである

モータ駆動方法。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 に記載のモータ駆動方法において、
前記スイッチング動作をさせるステップは、
前記第 1 の期間は、基準パルスが入力されると開始し、前記電流検出抵抗に生じる電圧が目標信号に達すると終了するものである
ことを特徴とするモータ駆動方法。

【請求項 4】 請求項 3 に記載のモータ駆動方法において、
前記スイッチング動作をさせるステップは、
前記基準パルスが入力されると、前記スイッチング動作させる駆動トランジスタを全て非導通にした後に前記第 1 の期間を開始するものである
ことを特徴とするモータ駆動方法。

【請求項 5】 直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備えとともに、前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点から複数相のモータコイルに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、

前記複数相のモータコイルの相電流が同時に流れている区間が P W M (pulse width modulation) 制御期間に分割されており、前記各 P W M 制御期間では、

前記電流検出抵抗を流れる電流が上アーム側又は下アーム側の特定の 1 つのスイッチング素子を通過する電流と合致するように、前記各スイッチング素子毎に流すべき電流値に対応した信号と前記電流検出抵抗から得られた信号とが一致するまで前記各スイッチング素子を選択的に導通させる期間と、前記特定のスイッチング素子に関する相以外の相電流を回生状態にする期間とを有するように P W M 制御する

モータ駆動方法。

【請求項 6】 直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備え、前記出力回路のそれぞれにお

ける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置であって、

前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗と、

前記モータのロータの位置に応じた位置信号を出力する位置検出部と、

前記複数の出力回路のうちのいずれか 1 つにおける 1 のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、所定の電気角に相当する期間において導通させるとともに、導通させる前記スイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における下アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせ、導通させる前記スイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせる通電相切換回路と、

前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子のうち、1 のスイッチング素子を導通させる第 1 の期間と、前記 1 のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子を導通させる第 2 の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記通電相切換回路によるスイッチング動作を制御するスイッチング動作制御信号を生成し、出力する通電期間制御部とを備えた

モータ駆動装置。

【請求項 7】 請求項 6 に記載のモータ駆動装置において、

前記通電期間制御部は、

前記トルク指令電圧及び前記位置信号に応じて、前記第 1 の期間において前記電流検出抵抗に流すべき電流の目標値に対応した第 1 の目標信号、及び前記第 2 の期間において前記電流検出抵抗に流すべき電流の目標値に対応した第 2 の目標信号を求め、出力する相別トルク信号発生回路と、

前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第 1 の目標信号を越えているか否かを判定し、その結果を出力する第 1 の比較器と、

前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第 2 の目標信号を越えているか否かを判定し、その結果を出力する第 2 の比較器と、

前記スイッチング動作の周期を規定する基準パルス及び前記第 1 及び第 2 の比較器の出力に応じて、前記スイッチング動作制御信号を生成して出力するロジック制御回路とを備えるものであり、

前記ロジック制御回路は、

前記第 1 の比較器の判定結果が、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第 1 の目標信号を越えていることを示すと、前記第 1 の期間を終了させ、前記第 2 の比較器の判定結果が、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第 2 の目標信号を越えていることを示すと、前記第 2 の期間を終了させるように、前記スイッチング動作制御信号を生成して出力するものである

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はモータ駆動技術に関し、特に PWM (pulse width modulation) 方式のモータ駆動技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

ブラシレスモータの PWM 駆動方式として、三角波スライス方式とピーク電流検出方式とが知られている。三角波スライス方式は、コイル電流を検出抵抗に流し、検出抵抗に生じる電圧とトルク指令電圧との差分をスライスレベルとして出力するエラーアンプを用い、このスライスレベルで一定の周期の三角波をスライスして、コイルへの通電期間を決める方式である。ピーク電流検出方式は、エラーアンプを用いずに、コイル電流が流れる電流検出抵抗に生じた電圧がトルク指令電圧に達すると、コイルへの電流の供給を停止し、回生電流モードとする方式である。

【0003】

図 18 は、従来のピーク電流検出方式のモータ駆動装置のブロック図である。

図 1 8 において、ホール素子 2 1 A, 2 1 B, 2 1 C は、モータ 1 0 のロータの位置を検出し、それぞれ、ホール素子出力 S 1 1, S 1 2, S 1 3 を位置検出回路 2 2 に出力する。位置検出回路 2 2 は、ホール素子出力 S 1 1, S 1 2, S 1 3 に基づいて位置信号 S 2 1, S 2 2 及び S 2 3 を求め、通電相切替回路 9 3 に出力する。位置信号 S 2 1, S 2 2 及び S 2 3 は、ホール素子出力 S 1 1, S 1 2, S 1 3 の位相を 30° シフトした信号である。

【 0 0 0 4 】

通電相切替回路 9 3 は、位置信号 S 2 1, S 2 2 及び S 2 3 に応じて通電相を決定する。このとき、通電相切替回路 9 3 は、相電流を測定しやすくするため、3 相のうちの 1 相の相電流は流さない。ロジック制御回路 9 5 は、基準パルス P I が入力されるとセットされ、通電相切替回路 9 3 へ出力する信号のレベルを変化させて、モータ 1 0 への電流の供給を制御する。基準パルス P I は、周期的なパルスである。

【 0 0 0 5 】

図 1 9 は、図 1 8 のモータ駆動装置で駆動されたモータの各相電流の時間に対する変化を示すグラフである。図 1 9 は、U 相、V 相、W 相のそれぞれの相電流 I 1, I 2, I 3 を示していて、各駆動トランジスタ 1 ~ 6 からモータ 1 0 に向かって流れる電流を正としている。図 1 9 のように、常に 1 相の相電流はゼロになるので、電気角 60° 毎にいずれかの相電流が急激に変化することになる。

【 0 0 0 6 】

いま、ロジック制御回路 9 5 は、基準パルス P I によってセットされているとする。通電相切替回路 9 3 は、例えば W 相上アーム側駆動トランジスタ 5 及び U 相下アーム側駆動トランジスタ 2 のみを導通させる。このとき、W 相コイル 1 3 及び U 相コイル 1 1 を経由して電流検出抵抗 7 に電流が流れるので、この電流の大きさを電流検出抵抗 7 に生じる電圧として検出することができる。この電流は、誘導性のコイルを流れるため、駆動トランジスタ 2 及び 5 が導通した後、徐々に増大する。

【 0 0 0 7 】

電流が増大し、電流検出抵抗 7 に発生する電圧がトルク指令電圧 T I に達する

と、比較器 9 6 の出力のレベルが変わり、ロジック制御回路 9 5 はリセットされる。ロジック制御回路 9 5 は、通電相切替回路 9 3 に出力する信号のレベルを反転させ、通電相切替回路 9 3 は駆動トランジスタ 2 を非導通にする。

【 0 0 0 8 】

このように、ロジック制御回路 9 5 がセットされてからリセットされるまでの期間が、スイッチング動作のオンデューティ期間になる。ロジック制御回路 9 5 がリセットされた後、コイル 1 1 及び 1 3 を流れる電流は流れ続けようとするので、駆動トランジスタ 1 のソース・ドレイン間に存在するダイオード 1 D を通って回生電流が流れる。回生電流は電流検出抵抗 7 を通らないので、回生時は電流検出抵抗 7 に生じる電圧はゼロになる。

【 0 0 0 9 】

回生電流は徐々に減少するが、再び基準パルス P I が入力されると、ロジック制御回路 9 5 がセットされ、通電相切替回路 9 3 は駆動トランジスタ 2 を導通させる。通電相切替回路 9 3 が通電相を切り替えるまで、このような動作が繰り返される。このように、ロジック制御回路 9 5 がセットされたときに流れる駆動電流とリセットされたときに流れる回生電流とが交互に流れる結果、トルク指令電圧 T I に概略相当した相電流を所定のコイルに流すことができる。

【 0 0 1 0 】

図 2 0 は、図 1 9 の時間 $t = t_z$ 付近における電流検出抵抗電圧（モータ電流検出信号）MC、V 相及び W 相の相電流 I_2 、 I_3 を、時間軸を拡大して示したグラフである。図 2 0 において、期間 T 9 1 は、U 相、V 相電流の駆動電流が流れる期間であり、この電流は、電流検出抵抗 7 を流れる。期間 T 9 2 は、回生電流として U 相、V 相電流が流れる期間である。期間 T 9 3 は、U 相、W 相電流の駆動電流が流れる期間であり、この電流は、電流検出抵抗 7 を流れる。期間 T 9 4 は、回生電流として U 相、W 相電流が流れる期間である。

【 0 0 1 1 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、図 1 8 のような従来のモータ駆動装置では、図 1 9 に示すように相電流が急激に変化するため、相電流が切り替わった時に、モータが振動したり、電

磁音を生じるという問題があった。

【 0 0 1 2 】

このような問題が生じないようにするためには、各相電流を急激に変化させないように制御すればよいが、複数の相電流を検出して制御するためには、相数に等しい本数の電流検出抵抗が必要であった。電流検出抵抗を集積回路に組み込むことは困難であるので、電流検出抵抗の本数が多いと、装置の規模が大きくなり、コストがかかるという問題があった。

【 0 0 1 3 】

また、一般に抵抗の特性にはばらつきがあるので、各相に対応した電流検出抵抗を用いる場合には、電流の検出特性が相毎に異なるという問題があった。例えば、2つの相電流の大きさが実際には同じ場合であっても、検出される電流の大きさは異なることがあった。

【 0 0 1 4 】

本発明は、相電流の数よりも少ない数の電流検出抵抗を用い、複数の相電流を急激に変化しないように制御して、モータの振動、及び電磁音を低減させることを目的とする。

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】

前記課題を解決するため、請求項1の発明が講じた手段は、モータ駆動方法として、直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備えるとともに、前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、前記モータのロータの位置に応じた位置信号を求めるステップと、前記複数の出力回路のうちのいずれか1つにおける1のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、所定の電気角に相当する期間において導通させるステップと、導通させる前記スイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複

数における下アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせ、導通させる前記スイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせるステップとを備え、前記スイッチング動作をさせるステップでは、前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子のうち、1のスイッチング素子を導通させる第1の期間と、前記1のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子を導通させる第2の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記スイッチング動作を制御するものである。

【 0 0 1 6 】

請求項1の発明によると、1のスイッチング素子を導通させる第1の期間と、前記1のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子を導通させる第2の期間とを有するので、電流検出抵抗の本数以上の数の相電流を制御することが可能となる。このため、相電流同士の大きさがばらつかないPWM制御を可能にするとともに、相電流の急激な変化を避けることができ、相切替時のモータの振動及び電磁音を低減することができる。

【 0 0 1 7 】

また、請求項2の発明は、直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を4以上の偶数個備えるとともに、前記4以上の偶数個の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記4以上の偶数個の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、前記モータのロータの位置に応じた位置信号を求めるステップと、前記複数の出力回路のうちのいずれか1つにおける1のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、前記選択されたスイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は、前記選択されたスイッチング素子が対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の下アーム側スイッチング素子と前記選択さ

れたスイッチング素子との組を、前記選択されたスイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は、前記選択されたスイッチング素子が対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の上アーム側スイッチング素子と前記選択されたスイッチング素子との組を、所定の電気角に相当する期間において導通させるステップと、前記選択されたスイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における下アーム側スイッチング素子のそれぞれとこれらのそれぞれに対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の上アーム側スイッチング素子との組のそれぞれにスイッチング動作をさせ、前記選択されたスイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子のそれぞれとこれらのそれぞれに対応する相の逆位相の相に対応した出力回路の下アーム側スイッチング素子との組のそれぞれにスイッチング動作をさせるステップとを備え、前記スイッチング動作をさせるステップは、前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子の組のうち、1組のスイッチング素子を導通させる第1の期間と、前記1組のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子の組を導通させる第2の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記スイッチング動作を制御するものである。

【0018】

また、請求項3の発明では、請求項1又は2に記載のモータ駆動方法において、前記スイッチング動作をさせるステップは、前記第1の期間は、基準パルスが入力されると開始し、前記電流検出抵抗に生じる電圧が目標信号に達すると終了するものである。

【0019】

また、請求項4の発明では、請求項3に記載のモータ駆動方法において、前記スイッチング動作をさせるステップは、前記基準パルスが入力されると、前記スイッチング動作させる駆動トランジスタを全て非導通にした後に前記第1の期間を開始するものである。

【 0 0 2 0 】

また、請求項 5 の発明は、直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備えるとともに、前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗を備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点から複数相のモータコイルに電流を供給するモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、前記複数相のモータコイルの相電流が同時に流れている区間が PWM (pulse width modulation) 制御期間に分割されており、前記各 PWM 制御期間では、前記電流検出抵抗を流れる電流が上アーム側又は下アーム側の特定の 1 つのスイッチング素子を通過する電流と合致するように、前記各スイッチング素子毎に流すべき電流値に対応した信号と前記電流検出抵抗から得られた信号とが一致するまで前記各スイッチング素子を選択的に導通させる期間と、前記特定のスイッチング素子に関する相以外の相電流を回生状態にする期間とを有するように PWM 制御するものである。

【 0 0 2 1 】

また、請求項 6 の発明は、直列に接続された上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子とを有する出力回路を複数備え、前記出力回路のそれぞれにおける上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点からモータに電流を供給するモータ駆動装置であって、前記複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続され、前記複数の出力回路に供給される電流を検出するための電流検出抵抗と、前記モータのロータの位置に応じた位置信号を出力する位置検出部と、前記複数の出力回路のうちのいずれか 1 つにおける 1 のスイッチング素子を前記位置信号に応じて選択し、所定の電気角に相当する期間において導通させるとともに、導通させる前記スイッチング素子が上アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における下アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせ、導通させる前記スイッチング素子が下アーム側スイッチング素子である場合は前記複数の出力回路の残りのいずれか複数における上アーム側スイッチング素子にスイッチング動作をさせる

通電相切換回路と、前記所定の電気角に相当する期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、前記スイッチング動作をさせるスイッチング素子のうち、1のスイッチング素子を導通させる第1の期間と、前記1のスイッチング素子とは異なるスイッチング素子を導通させる第2の期間とが存在するように、入力されたトルク指令信号及び前記電流検出抵抗に生じる電圧に応じて、前記通電相切換回路によるスイッチング動作を制御するスイッチング動作制御信号を生成し、出力する通電期間制御部とを備えたものである。

【0022】

また、請求項7の発明では、請求項6に記載のモータ駆動装置において、前記通電期間制御部は、前記トルク指令電圧及び前記位置信号に応じて、前記第1の期間において前記電流検出抵抗に流すべき電流の目標値に対応した第1の目標信号、及び前記第2の期間において前記電流検出抵抗に流すべき電流の目標値に対応した第2の目標信号を求め、出力する相別トルク信号発生回路と、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第1の目標信号を越えているか否かを判定し、その結果を出力する第1の比較器と、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第2の目標信号を越えているか否かを判定し、その結果を出力する第2の比較器と、前記スイッチング動作の周期を規定する基準パルス及び前記第1及び第2の比較器の出力に応じて、前記スイッチング動作制御信号を生成して出力するロジック制御回路とを備えるものであり、前記ロジック制御回路は、前記第1の比較器の判定結果が、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第1の目標信号を越えていることを示すと、前記第1の期間を終了させ、前記第2の比較器の判定結果が、前記電流検出抵抗に生じる電圧が前記第2の目標信号を越えていることを示すと、前記第2の期間を終了させるように、前記スイッチング動作制御信号を生成して出力するものである。

【0023】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。以下の実施形態では、例として、モータ駆動装置が3相ブラシレスモータを駆動する場合について説明する。

【 0 0 2 4 】

(第 1 の実施形態)

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係るモータ駆動装置のブロック図である。図 1 のモータ駆動装置は、U 相、V 相、W 相上アーム側駆動トランジスタ 1, 3, 5 と、U 相、V 相、W 相下アーム側駆動トランジスタ 2, 4, 6 と、ダイオード 1 D, 2 D, 3 D, 4 D, 5 D, 6 D と、電流検出抵抗 7 と、ホール素子回路 2 1 と、位置検出回路 2 2 と、通電相切換回路 2 3 と、プリドライブ回路 2 4 と、増幅器 2 7 と、相別トルク信号発生回路 3 0 と、ロジック制御回路 4 0 と、比較器 5 1, 5 2 とを備えている。一方、モータ 1 0 は、U 相コイル 1 1 と、V 相コイル 1 2 と、W 相コイル 1 3 とを備えている。相別トルク信号発生回路 3 0 と、ロジック制御回路 4 0 と、比較器 5 1 とは、通電期間制御部 1 0 0 を構成している。ホール素子回路 2 1 と、位置検出回路 2 2 とは、位置検出部を構成している。

【 0 0 2 5 】

駆動トランジスタ 1 ~ 6 は、n 形 MOS (metal oxide semiconductor) トランジスタであるとする。駆動トランジスタ 1 のソース及びドレインには、ダイオード 1 D のアノード及びカソードがそれぞれ接続されている。同様に、駆動トランジスタ 2 ~ 6 には、ダイオード 2 D ~ 6 D が接続されている。駆動トランジスタ 1, 3, 5 のドレインは電源 VCC に接続され、駆動トランジスタ 2, 4, 6 のソースは電流検出抵抗 7 の一端に接続されている。電流検出抵抗 7 の他端は接地されている。駆動トランジスタ 1 ~ 6 は、スイッチング素子として動作する。

【 0 0 2 6 】

また、駆動トランジスタ 1, 2 と、ダイオード 1 D, 2 D とは、U 相の出力回路 (ハーフブリッジ回路) として動作する。駆動トランジスタ 3, 4 と、ダイオード 3 D, 4 D とは、V 相の出力回路として動作する。駆動トランジスタ 5, 6 と、ダイオード 5 D, 6 D とは、W 相の出力回路として動作する。

【 0 0 2 7 】

駆動トランジスタ 1 のソースは、駆動トランジスタ 2 のドレインに接続され、更にモータ 1 0 の U 相コイル 1 1 の一端に接続されている。駆動トランジスタ 3

のソースは、駆動トランジスタ 4 のドレインに接続され、更にモータ 1 0 の V 相コイル 1 2 の一端に接続されている。駆動トランジスタ 5 のソースは、駆動トランジスタ 6 のドレインに接続され、更にモータ 1 0 の W 相コイル 1 3 の一端に接続されている。U 相コイル 1 1 の他端は、V 相コイル 1 2 及び W 相コイル 1 3 の他端に接続されている。

【 0 0 2 8 】

ここで、駆動トランジスタ 1, 2 から U 相コイル 1 1 に向かって流れる電流を U 相電流 I_1 とする。同様に、駆動トランジスタ 3, 4 から V 相コイル 1 2 に向かって流れる電流を V 相電流 I_2 とし、駆動トランジスタ 5, 6 から W 相コイル 1 3 に向かって流れる電流を W 相電流 I_3 とする。また、駆動トランジスタ 1 ~ 6 からコイル 1 1 ~ 1 3 に向かって流れる電流を吐き出し電流、その反対の向きの電流を吸い込み電流と称する。吐き出し電流の向きを各相電流の正の向きとする。モータ 1 0 のコイル 1 1 ~ 1 3 は Y 結線であるので、各相電流は対応するコイルに流れる電流に等しい。

【 0 0 2 9 】

ホール素子回路 2 1 は、ホール素子 2 1 A, 2 1 B, 2 1 C を備えている。ホール素子 2 1 A, 2 1 B, 2 1 C のそれぞれは、モータ 1 0 のロータの位置を検出し、ホール素子出力 S_{11} , S_{12} , S_{13} を位置検出回路 2 2 に出力する。位置検出回路 2 2 は、ホール素子出力 S_{11} , S_{12} , S_{13} に基づいて位置信号 S_{21} , S_{22} , S_{23} 及び P S を求め、位置信号 S_{21} , S_{22} , S_{23} を通電相切換回路 2 3 に、位置信号 P S を相別トルク信号発生回路 3 0 に出力する。

【 0 0 3 0 】

相別トルク信号発生回路 3 0 は、位置信号 P S、及びトルク指令電圧（トルク指令信号）T I に基づいて、電流検出抵抗 7 に流す電流の目標値に対応する電圧信号 T_{S1} , T_{S2} を生成し、比較器 5 1, 5 2 の正入力端子にそれぞれ出力する。増幅器 2 7 は、電流検出抵抗 7 の両端に接続されており、電流検出抵抗 7 に生じる電圧に応じたモータ電流検出信号 M C を比較器 5 1, 5 2 の負入力端子に出力している。

【 0 0 3 1 】

比較器 5 1, 5 2 は、入力された信号を比較した結果を、それぞれ、出力 C P 1, C P 2 としてロジック制御回路 4 0 に出力している。ロジック制御回路 4 0 には、更に基準パルス P I が入力されている。ロジック制御回路 4 0 は、駆動トランジスタ 1 ~ 6 を導通させる期間を規定するスイッチング動作制御信号 F 1, F 2 を生成して通電相切換回路 2 3 に出力する。

【 0 0 3 2 】

通電相切換回路 2 3 は、位置信号 S 2 1, S 2 2, S 2 3 及び制御信号 F 1, F 2 に基づいて、駆動トランジスタ 1 ~ 6 のうち、導通させるべきものを選択してブリドライブ回路 2 4 に指令する。ブリドライブ回路 2 4 は、通電相切換回路 2 3 の出力に従って駆動トランジスタ 1 ~ 6 のゲートに信号を出力し、駆動トランジスタ 1 ~ 6 の導通 / 非導通を制御する。

【 0 0 3 3 】

図 2 は、図 1 のモータ 1 0 の各相電流 I 1 ~ I 3 の目標とする波形を示すグラフである。図 1 のモータ駆動装置は、モータ 1 0 の各相電流 I 1 ~ I 3 が急激に変化しないように、図 2 のようにモータ 1 0 に対する電流の供給を制御する。図 1 のモータ駆動装置は、モータ 1 0 の電気角 3 6 0 ° を例えば 6 分割し、分割された電気角に相当する期間毎に、すなわち、モータ 1 0 のロータがその分割された電気角に相当する角度だけ回転する毎に、通電相を切り替えながら、モータ 1 0 の電流を制御する。

【 0 0 3 4 】

例えば図 2 の期間 T U 1 は、電気角 6 0 ° に相当する期間である。期間 T U 1 では、U 相電流 I 1 は吐き出し電流であって、その大きさはほぼ一定である。また、V 相電流 I 2 は吸い込み電流であって、その大きさが時間 t とともに次第に減少していく。W 相電流 I 3 は吸い込み電流であって、その大きさが時間 t とともに 0 から次第に増加していく。そこで、期間 T U 1 では、U 相の上アーム側駆動トランジスタ 1 は継続的に導通する。また、V 相及び W 相の下アーム側駆動トランジスタ 4, 6 は、スイッチング動作を行って、V 相電流 I 2 及び W 相電流 I 3 が図 2 のようになるように、その導通期間と非導通期間とを制御する。

【 0 0 3 5 】

図 3 は、図 1 の相別トルク信号発生回路 3 0 の構成の例を示すブロック図である。図 3 の相別トルク信号発生回路 3 0 は、両エッジ微分回路 3 1 と、定電流源 3 2、3 6 と、スイッチ 3 3、3 7 と、キャパシタ 3 4、3 8 と、レベル制御回路 3 5、3 9 とを備えている。

【 0 0 3 6 】

図 4 は、位置検出回路 2 2 及び相別トルク信号発生回路 3 0 に関する信号を示すグラフである。位置検出回路 2 2 は、ホール素子出力 S_{11} 及び S_{12} に基づいて、モータ 1 0 のロータ位置を示す位置信号 S_{21} を求める。ここでは例として、ホール素子出力 S_{11} と S_{12} との差を位置信号 S_{21} とする ($S_{21} = S_{11} - S_{12}$)。ホール素子出力 S_{11} 及び S_{12} は近似的な正弦波であり、ホール素子出力 S_{11} の位相が S_{12} よりも 120° 進んでいるとき、位置信号 S_{21} の位相はホール素子出力 S_{11} よりも 30° 進んでいる。同様に、位置検出回路 2 2 は、位置信号 S_{22} 、 S_{23} を例えば $S_{22} = S_{12} - S_{13}$ 、 $S_{23} = S_{13} - S_{11}$ によって求める。

【 0 0 3 7 】

位置検出回路 2 2 は、求めた位置信号 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} に基づいて位置信号 PS を求める。位置信号 PS は、位置信号 S_{21} が負から正に変化するときに立ち上がり、位置信号 S_{23} が正から負に変化するときに立ち下がるパルス、位置信号 S_{22} が負から正に変化するときに立ち上がり、位置信号 S_{21} が正から負に変化するときに立ち下がるパルス、及び位置信号 S_{23} が負から正に変化するときに立ち上がり、位置信号 S_{22} が正から負に変化するときに立ち下がるパルスを繰り返す信号である。位置信号 PS のエッジのタイミングは、図 4 に示されているように、ホール素子出力 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} の波形がクロスするタイミングとなっている。

【 0 0 3 8 】

図 3 及び図 4 を参照して、相別トルク信号発生回路 3 0 の動作について説明する。両エッジ微分回路 3 1 には、位置検出回路 2 2 が出力する位置信号 PS が入力されている。両エッジ微分回路 3 1 は、位置信号 PS のエッジを検出すると一

定の期間“L”となり、それ以外は“H”となるリセットパルス信号S31をスイッチ33に制御信号として出力する（“H”，“L”は、それぞれ論理的な高電位及び低電位を表す）。

【0039】

キャパシタ34は、一端が定電流源32の一端に接続され、かつ、スイッチ33を介して電源VCCに接続されている。また、キャパシタ34の他端は接地されている。スイッチ33は、リセットパルス信号S31が“L”のときのみ導通してキャパシタ34を充電し、キャパシタ34は、定電流源32が流す電流によって放電する。

【0040】

キャパシタ38は、一端が定電流源32の出力に接続され、かつ、スイッチ37を介して接地されている。また、キャパシタ38の他端は接地されている。キャパシタ38は、定電流源32が流す電流によって充電され、スイッチ37は、リセットパルス信号S31が“L”のときのみ導通してキャパシタ38を放電させる。このため、キャパシタ34、38のそれぞれの電圧S33、S34は、図4に示されているようなノコギリ波となる。

【0041】

レベル制御回路35は、トルク指令電圧TIと電圧S33とを入力とし、電圧S33のピークがトルク指令電圧TIに等しくなるように、電圧S33にゲインを乗じて得た信号TS1を第1の目標信号として比較器51に出力する。同様に、レベル制御回路39は、トルク指令電圧TIと電圧S34とを入力とし、電圧S34のピークがトルク指令電圧TIに等しくなるように、電圧S34にゲインを乗じて得た信号TS2を第2の目標信号として比較器52に出力する。

【0042】

図5は、図1のロジック制御回路40の構成の例を示すブロック図である。図5のロジック制御回路40は、第1のラッチ回路としてのRSフリップフロップ41と、第2のラッチ回路としてのRSフリップフロップ42と、インバータ44、45と、NANDゲート46とを備えている。インバータ44、45と、NANDゲート46とは、ロジック回路49として動作する。図6は、図1のロジ

ック制御回路 4 0 及び比較器 5 1, 5 2 の入出力信号を示すグラフである。図 7 は、図 1 のモータ駆動装置における相電流を示すグラフである。図 6 及び図 7 は、図 2, 図 4 における $t = t_1$ 付近を拡大して示している。

【 0 0 4 3 】

図 5、図 6 及び図 7 を参照して、ロジック制御回路 4 0 の動作及びモータ 1 0 に流れる電流について説明する。図 6 のように、基準パルス P I はほぼ一定の周期のパルス信号であり、この周期が P W M 制御の周期の基準となる。基準パルス P I 間の期間のそれぞれを P W M 制御期間とも称する。

【 0 0 4 4 】

図 5 の R S フリップフロップ 4 1, 4 2 のセット端子には、基準パルス P I が入力されている。基準パルス P I が立ち下がると、R S フリップフロップ 4 1 はセットされるので、制御信号 F 1 は“H”となる。すると、ロジック回路 4 9 の出力は“L”になるので、R S フリップフロップ 4 2 はリセットされ、制御信号 F 2 は“L”となる。

【 0 0 4 5 】

通電相切換回路 2 3 は、位置信号 S 2 1, S 2 2, S 2 3 に基づいて、現在、図 2 の期間 T U 1 内であると判定しているとする。図 2 に示されているように、この期間 T U 1 は、U 相電流 I 1 を大きさがほぼ一定の吐き出し電流とする期間である。期間 T U 1 において、U 相電流 I 1 は唯一の吐き出し電流であるので、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 1 を継続的に導通状態にさせている。V 相電流 I 2 及び W 相電流 I 3 は吸い込み電流であって、その大きさを変化させる必要があるので、通電相切換回路 2 3 は、制御信号 F 1, F 2 に従って駆動トランジスタ 4, 6 にスイッチング動作を行わせる。期間 T U 1 においては、通電相切換回路 2 3 は、制御信号 F 1 が“H”のときに駆動トランジスタ 4 を導通させ、制御信号 F 2 が“H”のときに駆動トランジスタ 6 を導通させる。駆動トランジスタ 2, 3, 5 は非導通状態にする。

【 0 0 4 6 】

制御信号 F 1, F 2 がそれぞれ“H”, “L”になると、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 4 を導通させる（第 1 の期間 T 1）。このとき、駆動トラ

ンジスタ 1 から U 相コイル 1 1 に向かって電流が吐き出し電流として流れる。U 相コイル 1 1 に流れる電流は、V 相コイル 1 2 を経由して駆動トランジスタ 4 に向かって吸い込み電流として流れる。

【0 0 4 7】

駆動トランジスタ 4 が導通している状態においては、V 相コイル 1 2 を流れる V 相電流 I_2 が電流検出抵抗 7 を流れる。電流検出抵抗 7 を流れる電流の大きさは、U 相コイル 1 1 に流れる U 相電流 I_1 にも等しい。電流検出抵抗 7 には、これを流れる電流の大きさに比例した電圧が生じ、増幅器 2 7 は、この電圧をモータ電流検出信号 MC として比較器 5 1 の負入力端子に出力する。

【0 0 4 8】

U 相コイル 1 1、V 相コイル 1 2 及び W 相コイル 1 3 は、誘導性の負荷であるので、駆動トランジスタ 4 が導通した後、期間 T 1 において V 相電流 I_2 は徐々に増大する（図 7 参照）。したがって、モータ電流検出信号 MC も徐々に高くなる。モータ電流検出信号 MC の電圧が信号 TS 1（図 6 参照）の電圧に達すると、比較器 5 1 は出力 CP を“L”に変化させる。すると、RS フリップフロップ 4 1 はリセットされ、その出力を“L”に反転させる。制御信号 F 1 が“L”になるので、RS フリップフロップ 4 1 はセットされ、制御信号 F 2 は“H”となり、第 2 の期間 T 2 に移行する。

【0 0 4 9】

期間 T 2 の間は、制御信号 F 1、F 2 がそれぞれ“L”、“H”になるので、通電相切換回路 2 3 は駆動トランジスタ 4 を非導通にし、駆動トランジスタ 6 を導通させる。駆動トランジスタ 4 が非導通になると、駆動トランジスタ 3 のソース・ドレイン間のダイオード 3 D 及び駆動トランジスタ 1 を通って、V 相コイル 1 2 の回生電流が流れる。回生電流として流れる V 相電流 I_2 は徐々に小さくなる（図 7 参照）。このとき、W 相コイル 1 3 に流れている電流のみが電流検出抵抗 7 に流れるので、V 相コイル 1 2 の電流の影響を受けることなく W 相コイル 1 3 の電流を検出することができる。

【0 0 5 0】

期間 T 2 の間は、駆動トランジスタ 1 及び 6 が導通しているので、W 相コイル

1 3 の電流は増大を続け（図 7 参照）、電流検出抵抗 7 に流れる電流は増大し続ける。モータ電流検出信号 MC の電圧が増大し、相別トルク信号発生器 3 0 が出力する信号 TS 2 の電圧に到達すると、比較器 5 2 は出力 CP 2 を “L” にする。すると、RS フリップフロップ 4 2 がリセットされ、制御信号 F 2 が “L” になり、期間 T 3 の動作に移行する。

【 0 0 5 1 】

期間 T 3 の間は、制御信号 F 1，F 2 がともに “L” になるので、通電相切換回路 2 3 は駆動トランジスタ 4 及び 6 を非導通にする。

【 0 0 5 2 】

このように、制御信号 F 1 が “H” である期間には、駆動トランジスタ 4 が導通し、制御信号 F 2 が “H” である期間には、駆動トランジスタ 6 が導通する。制御信号 F 1，F 2 がそれぞれ “H”，“L” である期間 T 1 には、V 相コイル 1 2 に流れる電流が信号 TS 1 に応じた値になるように制御され、制御信号 F 1，F 2 がそれぞれ “L”，“H” である期間 T 2 には、W 相コイル 1 3 に流れる電流が信号 TS 2 に応じた値になるように制御される。

【 0 0 5 3 】

すなわち、期間 TU 1 においてスイッチング動作を行わせる 2 相（V 相及び W 相）の駆動トランジスタ 4，6 のうち、期間 TU 1 において電流の大きさを減少させるべき相（V 相）の駆動トランジスタ 4 を先に導通させ、このトランジスタを非導通にするのと同時に、電流の大きさを増加させるべき相（W 相）の駆動トランジスタ 6 を導通させている（図 2 参照）。なお、W 相の駆動トランジスタ 6 を先に導通させ、このトランジスタを非導通にするのと同時に、V 相の駆動トランジスタ 4 を導通させるようにしてもよい。

【 0 0 5 4 】

制御信号 F 1，F 2 がともに “L” である期間 T 3 においては、コイル 1 1 ～ 1 3 には回生電流のみが流れている。回生電流として流れる V 相電流 I 2 及び W 相電流 I 3 は徐々に小さくなる（図 7 参照）。基準パルス PI がロジック制御回路 4 0 に入力されると、再び制御信号 F 1，F 2 がそれぞれ “H”，“L” になり、以下同様の過程を繰り返す。

【 0 0 5 5 】

図 8 は、期間 T 1 におけるモータ 1 0 に流れる電流の経路を示す説明図である。図 8 のように期間 T 1 においては、V 相コイル 1 2 に流れる V 相電流 I 2 は、電源から駆動トランジスタ 1、U 相コイル 1 1、V 相コイル 1 2、駆動トランジスタ 4、及び電流検出抵抗 7 の順で流れる。一方、W 相コイル 1 3 に流れる W 相電流 I 3 は、回生電流であって、駆動トランジスタ 1、U 相コイル 1 1、W 相コイル 1 3、ダイオード 5 D の順でループ状に流れる。したがって、電流検出抵抗 7 に生じる電圧から、V 相電流 I 2 のみを検出することができる。

【 0 0 5 6 】

図 9 は、期間 T 2 におけるモータ 1 0 に流れる電流の経路を示す説明図である。図 9 のように期間 T 2 においては、V 相コイル 1 2 に流れる V 相電流 I 2 は、回生電流であって、駆動トランジスタ 1、U 相コイル 1 1、V 相コイル 1 2、ダイオード 3 D の順でループ状に流れる。一方、W 相コイル 1 3 に流れる W 相電流 I 3 は、電源から駆動トランジスタ 1、U 相コイル 1 1、W 相コイル 1 3、駆動トランジスタ 6、及び電流検出抵抗 7 の順で流れる。したがって、電流検出抵抗 7 に生じる電圧から、W 相電流 I 3 のみを検出することができる。

【 0 0 5 7 】

図 1 0 は、期間 T 3 におけるモータ 1 0 に流れる電流の経路を示す説明図である。図 1 0 のように期間 T 3 においては、V 相コイル 1 2 に流れる V 相電流 I 2 は、回生電流であって、図 9 と同様にループ状に流れる。一方、W 相コイル 1 3 に流れる W 相電流 I 3 も、回生電流であって、図 8 と同様にループ状に流れる。したがって、電流検出抵抗 7 には電流は流れない。以上のように、コイル 1 1 ～ 1 3 には、各相の出力回路の駆動トランジスタが導通して流れる駆動電流と、各相の出力回路のダイオードを経由して流れる回生電流とが交互に流れる。

【 0 0 5 8 】

次に、図 2 の期間 T U 2 における図 1 のモータ駆動装置の動作について説明する。図 2 に示されているように、この期間 T U 2 は、U 相電流 I 1 を大きさがほぼ一定の吸い込み電流とする期間である。期間 T U 2 おいて、U 相電流 I 1 は唯一の吸い込み電流であるので、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 2 を継

続的に導通状態にさせている。V相電流 I_2 及びW相電流 I_3 は吐き出し電流であって、その大きさを変化させる必要があるので、通電相切換回路 23 は、駆動トランジスタ 3, 5 にスイッチング動作を行わせる。期間 TU2 においては、通電相切換回路 23 は、制御信号 F1 が“H”のときに駆動トランジスタ 3 を導通させ、制御信号 F2 が“H”のときに駆動トランジスタ 5 を導通させる。駆動トランジスタ 1, 4, 6 は非導通状態にする。

【0059】

通電相切換回路 23 は、制御信号 F1, F2 がそれぞれ“H”, “L”になると、駆動トランジスタ 3 を導通させ、駆動トランジスタ 5 を非導通にする。制御信号 F1, F2 がそれぞれ“L”, “H”になると、駆動トランジスタ 3 を非導通にし、駆動トランジスタ 5 を導通させる。制御信号 F1, F2 がともに“L”になると、駆動トランジスタ 3, 5 をともに非導通にする。

【0060】

この結果、期間 TU2 においては、U相電流 I_1 、V相電流 I_2 及びW相電流 I_3 の流れる向きが期間 TU1 における向きとは逆になる。その他の点については期間 TU1 と同様であるので、詳細な説明は省略する。

【0061】

図1のモータ駆動装置の期間 TV1, TW1 における動作は、次の点を除き、期間 TU1 と同様である。すなわち、V相電流 I_2 を大きさがほぼ一定の吐き出し電流とする期間 TV1 においては、通電相切換回路 23 は、駆動トランジスタ 1 に代えて駆動トランジスタ 3 を継続的に導通状態にさせる。また、通電相切換回路 23 は、駆動トランジスタ 4, 6 のそれぞれに代えて駆動トランジスタ 6, 2 にスイッチング動作を行わせ、駆動トランジスタ 1, 4, 5 は非導通状態にする。

【0062】

W相電流 I_3 を大きさがほぼ一定の吐き出し電流とする期間 TW1 においては、通電相切換回路 23 は、駆動トランジスタ 1 に代えて駆動トランジスタ 5 を継続的に導通状態にさせる。また、通電相切換回路 23 は、駆動トランジスタ 4, 6 のそれぞれに代えて駆動トランジスタ 2, 4 にスイッチング動作を行わせ、駆

動トランジスタ 1, 3, 6 は非導通状態にする。

【 0 0 6 3 】

図 1 のモータ駆動装置の期間 T V 2, T W 2 における動作は、次の点を除き、期間 T U 2 と同様である。すなわち、V 相電流 I 2 を大きさがほぼ一定の吸い込み電流とする期間 T V 2 においては、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 2 に代えて駆動トランジスタ 4 を継続的に導通状態にさせる。また、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 3, 5 のそれぞれに代えて駆動トランジスタ 5, 1 にスイッチング動作を行わせ、駆動トランジスタ 2, 3, 6 は非導通状態にする。

【 0 0 6 4 】

W 相電流 I 3 を大きさがほぼ一定の吸い込み電流とする期間 T W 2 においては、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 2 に代えて駆動トランジスタ 6 を継続的に導通状態にさせる。また、通電相切換回路 2 3 は、駆動トランジスタ 3, 5 のそれぞれに代えて駆動トランジスタ 1, 3 にスイッチング動作を行わせ、駆動トランジスタ 2, 4, 5 は非導通状態にする。

【 0 0 6 5 】

なお、モータ 1 0 の電気角 360° を 6 分割したものに相当する期間を単位として制御する例について説明したが、例えば 1 2 分割してより短い期間毎に通電相を切り替えてもよい。

【 0 0 6 6 】

また、基準パルス P I の 1 周期内で全相の電流の P W M 制御が完了しない場合、すなわち、スイッチング動作をさせる駆動トランジスタが全て非導通にならないうちに基準パルス P I が入力される場合もあり得る。これは基準パルス P I の繰り返し周波数の設定が不適切な場合に生じる。このため、基準パルス P I が入力されると、スイッチング動作をさせる駆動トランジスタを一旦全て非導通にした後に、スイッチング動作を開始させるように、ロジック制御回路 4 0 を構成しておくことが望ましい。すると、直列に接続された駆動トランジスタに貫通電流が流れないようにすることができる。

【 0 0 6 7 】

以上のように、本実施形態のモータ駆動装置によると、図 2 のようにトルク指令電圧 $T I$ に応じた振幅を有するほぼ台形の波形になるように、モータ 1 0 の相電流 $I 1 \sim I 3$ を制御することができるので、通電相切替時の相電流の変化を緩やかにすることができる。

【 0 0 6 8 】

また、3 相の電流を P W M 制御する場合は、通常は 3 本の電流検出抵抗が必要である。しかし、本実施形態のモータ駆動装置は、1 本の電流検出抵抗を用いて、3 相の電流を制御することができ、相電流同士の大きさがばらつかない P W M 制御を可能にする。電流検出抵抗の数が少なくて済むので、装置の規模を小さくすることができる。

【 0 0 6 9 】

(第 2 の実施形態)

図 1 1 は、本発明の第 2 の実施形態に係るモータ駆動装置のブロック図である。図 1 1 のモータ駆動装置は、図 1 のモータ駆動装置において、通電期間制御部 1 0 0 を通電期間制御部 2 0 0 で置き換えたものである。その他の構成要素は図 1 を参照して説明したものと同様であるので、同一の参照番号を付してその説明を省略する。

【 0 0 7 0 】

通電期間制御部 2 0 0 は、相別トルク信号発生回路 2 3 0 と、三角波発生器 6 0 と、エラーアンプ 7 1, 7 2 と、比較器 7 5, 7 6 と、オフセット付加リミッタ回路 8 0 とを備えている。

【 0 0 7 1 】

図 1 2 は、オフセット付加リミッタ回路 8 0 の構成の例を示す回路図である。オフセット付加リミッタ回路 8 0 は、オペアンプ 8 1 と、オフセット設定電圧源 8 2 とを備えている。電圧源 8 2 は、オフセット付加リミッタ回路 8 0 の一方の入力端子と、オペアンプ 8 1 の正入力端子の 1 つとの間に接続されている。オペアンプ 8 1 の正入力端子の他の 1 つは、オフセット付加リミッタ回路 8 0 の他方の入力端子となっている。オフセット付加リミッタ回路 8 0 への入力信号の一方は、そのままスライスレベル信号 $S U$ として出力される。オペアンプ 8 1 は、ス

ライスレベル信号 S L を出力する。

【 0 0 7 2 】

図 1 3 は、図 1 1 のモータ駆動装置における相電流及び通電期間制御部 2 0 0 の信号を示すグラフである。図 1 3 は、図 2，図 4 における $t = t_1$ 付近を拡大して示している。図 1 1 及び図 1 3 を参照して、通電期間制御部 2 0 0 の動作及びモータ 1 0 に流れる電流について説明する。

【 0 0 7 3 】

相別トルク信号発生回路 2 3 0 は、トルク指令電圧に従って 2 種類の相別のトルク信号を生成し、それぞれをエラーアンプ 7 1，7 2 に出力する。エラーアンプ 7 1，7 2 は、増幅器 2 7 が出力する信号をサンプル・ホールドする機能を有し、例えば、電流検出抵抗 7 に電流が流れる期間の終了直前における増幅器 2 7 の出力値をサンプル・ホールドする。エラーアンプ 7 1，7 2 は、それぞれに入力された相別のトルク信号と増幅器 2 7 の出力との差動増幅信号をオフセット付加リミッタ回路 8 0 に出力する。

【 0 0 7 4 】

オフセット付加リミッタ回路 8 0 は、エラーアンプ 7 1，7 2 の出力に応じて、第 1 のライスレベル信号 S U と、第 2 のライスレベル信号 S L とをそれぞれ比較器 7 5，7 6 に出力する。ライスレベル信号 S U は、トルク指令電圧 T I が増大するに従って小さくなる信号であり、ライスレベル信号 S L は、トルク指令電圧 T I が増大するに従って大きくなる信号である。

【 0 0 7 5 】

三角波発生器 6 0 は、図 1 3 のようにほぼ一定の周期の三角波 S A を生成して、比較器 7 5，7 6 に出力する。比較器 7 5 は、三角波 S A がライスレベル信号 S U よりも大きい場合には“H”、それ以外の場合には“L”をスイッチング動作制御信号 F 1 として通電相切換回路 2 3 に出力する。比較器 7 6 は、ライスレベル信号 S L が三角波 S A よりも大きい場合には“H”、それ以外の場合には“L”をスイッチング動作制御信号 F 2 として通電相切換回路 2 3 に出力する。

【 0 0 7 6 】

オフセット付加リミッタ回路 80 は、スライスレベル信号 S U がスライスレベル信号 S L よりも常に大きくなるように、両者の間にオフセットを設けた上でレベルを制限して出力する。このため、比較器 75, 76 のそれぞれが出力する制御信号 F 1, F 2 が “H” になる期間が重ならないようにすることができる。したがって、第 1 の実施形態と同様に、電流検出抵抗 7 には同時に複数の相電流が流れることがない。

【 0 0 7 7 】

このように、本実施形態のモータ駆動装置は、通電相切替時の相電流の変化を緩やかにすることができ、かつ、1 本の電流検出抵抗を用いて、3 相の電流を制御することができる。

【 0 0 7 8 】

(第 3 の実施形態)

以上の実施形態においては、相電流の波形が台形波となるように 3 相のモータを駆動する場合について説明した。相電流の波形は台形波である必要はなく、正弦波やその他の波形であってもよい。また、3 相に限らず 4 相以上の偶数相のモータを駆動する際にも本発明を適用することができる。以下では、相電流の波形が台形波以外の場合について説明する。

【 0 0 7 9 】

図 14 は、相電流が正弦波となるように 3 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。このような動作をさせるためには、図 1 の相別トルク発生回路 30 の出力を、図 4 のようなノコギリ波の代わりに正弦波とすればよい。すなわち、信号 T S 2 として正弦波の位相 $0 \sim 60^\circ$ の区間の波形を繰り返す信号を用い、信号 T S 1 として正弦波の位相 $120 \sim 180^\circ$ の区間の波形を繰り返す信号を用いるようにすればよい。

【 0 0 8 0 】

この場合、例えば W 相電流の大きさは、これとは位相が 120° 異なる他の 2 相の電流 (U 相電流及び V 相電流) の和に等しく、W 相電流の向きは、他の 2 相の電流とは逆である。

【 0 0 8 1 】

図 1 5 は、相電流が正弦波となるように 4 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。特に図示しないが、4 相駆動の場合は、駆動トランジスタ及びモータの各相のコイルは次のように接続されているものとする。

【 0 0 8 2 】

すなわち、モータ駆動装置は、図 1 の駆動トランジスタ 1, 2 及びダイオード 1 D, 2 D で構成された回路のように、上アーム側駆動トランジスタと下アーム側駆動トランジスタとが直列に接続され、各駆動トランジスタのドレインとソースとの間にダイオードが接続された回路（ハーフブリッジ回路）を 4 つ有している。これらの 4 つのハーフブリッジは、それぞれ各相に対応しており、並列に接続されている。また、各ハーフブリッジの一端は、電源 V C C に共通に接続され、他端は電流検出抵抗に共通に接続されている。電流検出抵抗の他端は接地されている。各ハーフブリッジの上アーム側駆動トランジスタと下アーム側駆動トランジスタとの接続点は、対応する相のコイルの一端に接続されている。各コイルの他端は互いに接続されている。

【 0 0 8 3 】

相電流が図 1 5 のようになるような動作をさせるためには、図 1 の相別トルク発生回路 3 0 の出力を、図 4 のようなノコギリ波の代わりに正弦波とすればよい。すなわち、信号 T S 2 として正弦波の位相 $0^{\circ} \sim 90^{\circ}$ の区間の波形を繰り返す信号を用い、信号 T S 1 として正弦波の位相 $90^{\circ} \sim 180^{\circ}$ の区間の波形を繰り返す信号を用いるようにすればよい。

【 0 0 8 4 】

偶数相のモータを駆動する場合は、電流の向きが異なり大きさがほぼ等しい 2 つの相（互いに逆位相の相）について、一方の相の上アーム側駆動トランジスタと他方の相の下アーム側駆動トランジスタとを組にして同時に駆動すればよいので、実質的に相数が半分のモータを駆動する場合と同様に制御することができる。すなわち、4 相のモータは、各相電流の目標値として互いに位相が 90° 異なる正弦波を用いる 2 相正弦波駆動によって動作させることができる。

【 0 0 8 5 】

図 1 5 の期間 T 4 1 では、図 6 の期間 T 1, T 2 のように、U 相上アーム側駆動トランジスタと W 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相下アーム側駆動トランジスタと X 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを交互に設ける。

【 0 0 8 6 】

U 相上アーム側駆動トランジスタと W 相下アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、U 相コイル、及び W 相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、V 相電流及び X 相電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗には U 相電流（W 相電流）しか流れないので、U 相電流を検出することができ、U 相及び W 相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。

【 0 0 8 7 】

また、V 相下アーム側駆動トランジスタと X 相上アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、V 相コイル、及び X 相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、U 相電流及び W 相電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗には V 相電流（X 相電流）しか流れないので、V 相電流を検出することができ、V 相及び X 相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。このように、検出すべき相電流が電流検出抵抗を流れる期間が、他の相電流が電流検出抵抗を流れる期間と重ならないようにする。

【 0 0 8 8 】

同様に、期間 T 4 2 では、U 相上アーム側駆動トランジスタと W 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相上アーム側駆動トランジスタと X 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを設ける。期間 T 4 3 では、U 相下アーム側駆動トランジスタと W 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相上アーム側駆動トランジスタと X 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを設ける。期間 T 4 4 では、U 相下アーム側駆動トランジスタと W 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相下アーム側駆動トランジスタと X 相上アーム側駆動ト

ランジスタとを同時に導通させる期間とを設ける。この結果、相電流が正弦波となるように4相のモータを駆動することができる。

【 0 0 8 9 】

図16は、相電流が正弦波となるように6相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。特に図示しないが、6相駆動の場合は、駆動トランジスタ及びモータの各相のコイルは次のように接続されているものとする。

【 0 0 9 0 】

すなわち、モータ駆動装置は、ハーフブリッジを6つ有している。これらの6つのハーフブリッジは、それぞれ各相に対応しており、並列に接続されている。また、各ハーフブリッジの一端は、電源VCCに共通に接続され、他端は電流検出抵抗に共通に接続されている。電流検出抵抗の他端は接地されている。各ハーフブリッジの上アーム側駆動トランジスタと下アーム側駆動トランジスタとの接続点は、対応する相のコイルの一端に接続されている。各コイルの他端は互いに接続されている。

【 0 0 9 1 】

相電流が図16のようになるような動作をさせるためには、図1の相別トルク発生回路30の出力を、図4のようなノコギリ波の代わりに正弦波とすればよい。すなわち、正弦波の位相 $0^{\circ} \sim 60^{\circ}$ 、 $60^{\circ} \sim 120^{\circ}$ 又は $120^{\circ} \sim 180^{\circ}$ の区間の波形を繰り返す信号を用いるようにすればよい。

【 0 0 9 2 】

6相のモータを駆動する場合は、4相の場合と同様に偶数相であるので、電流の向きが異なり大きさがほぼ等しい2つの相について、一方の相の上アーム側駆動トランジスタと他方の相の下アーム側駆動トランジスタとを組にして同時に駆動すればよい。したがって、実質的に相数が半分のモータを駆動する場合と同様に制御することができる。すなわち、6相のモータは、各相電流の目標値として互いに位相が 60° 異なる正弦波を用いる3相正弦波駆動によって動作させることができる。

【 0 0 9 3 】

図 1 6 の期間 T 6 1 では、U 相上アーム側駆動トランジスタと X 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相下アーム側駆動トランジスタと Y 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、W 相下アーム側駆動トランジスタと Z 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。

【0 0 9 4】

U 相上アーム側駆動トランジスタと X 相下アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、U 相コイル、及び X 相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、U 相及び X 相電流以外の電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗には U 相電流（X 相電流）しか流れないので、U 相電流を検出することができ、U 相及び X 相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。

【0 0 9 5】

また、V 相下アーム側駆動トランジスタと Y 相上アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、V 相コイル、及び Y 相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、V 相及び Y 相電流以外の電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗には V 相電流（Y 相電流）しか流れないので、V 相電流を検出することができ、V 相及び Y 相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。

【0 0 9 6】

同様に、W 相下アーム側駆動トランジスタと Z 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間では、W 相及び Z 相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。このように、検出すべき相電流が電流検出抵抗を流れる期間が、他の相電流が電流検出抵抗を流れる期間と重ならないようにする。

【0 0 9 7】

同様に、期間 T 6 2 では、U 相上アーム側駆動トランジスタと X 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V 相上アーム側駆動トランジスタと Y 相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、W 相下アーム側駆動トランジスタと Z 相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。

ム側駆動トランジスタとZ相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。

【0098】

期間T63では、U相上アーム側駆動トランジスタとX相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V相上アーム側駆動トランジスタとY相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、W相上アーム側駆動トランジスタとZ相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。以下、期間T64～T66においても同様に導通させるトランジスタを切り替えていく。この結果、相電流が正弦波となるように6相のモータを駆動することができる。

【0099】

図17は、相電流が正弦波となるように8相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。特に図示しないが、8相駆動の場合は、駆動トランジスタ及びモータの各相のコイルは次のように接続されているものとする。

【0100】

すなわち、モータ駆動装置は、ハーフブリッジを8つ有している。これらの8つのハーフブリッジは、それぞれ各相に対応しており、並列に接続されている。また、各ハーフブリッジの一端は、電源VCCに共通に接続され、他端は電流検出抵抗に共通に接続されている。電流検出抵抗の他端は接地されている。各ハーフブリッジの上アーム側駆動トランジスタと下アーム側駆動トランジスタとの接続点は、対応する相のコイルの一端に接続されている。各コイルの他端は互いに接続されている。

【0101】

相電流が図17のようになるような動作をさせるためには、図1の相別トルク発生回路30の出力を、図4のようなノコギリ波の代わりに正弦波とすればよい。すなわち、正弦波の位相 $0^{\circ} \sim 45^{\circ}$ 、 $45^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 、 $90^{\circ} \sim 135^{\circ}$ 又は $135^{\circ} \sim 180^{\circ}$ の区間の波形を繰り返す信号を用いるようにすればよい。

【0102】

8相のモータを駆動する場合は、4相の場合と同様に偶数相であるので、電流の向きが異なり大きさがほぼ等しい2つの相について、一方の相の上アーム側駆動トランジスタと他方の相の下アーム側駆動トランジスタとを組にして同時に駆動すればよい。したがって、実質的に相数が半分のモータを駆動する場合と同様に制御することができる。すなわち、8相のモータは、各相電流の目標値として互いに位相が 45° 異なる正弦波を用いる4相正弦波駆動によって動作させることができる。

【0103】

図17の期間T81では、U相上アーム側駆動トランジスタとY相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V相下アーム側駆動トランジスタとZ相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、W相下アーム側駆動トランジスタとA相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、X相下アーム側駆動トランジスタとB相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。

【0104】

U相上アーム側駆動トランジスタとY相下アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、U相コイル、及びY相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、U相及びY相電流以外の電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗にはU相電流（Y相電流）しか流れないので、U相電流を検出することができ、U相及びY相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。

【0105】

また、V相下アーム側駆動トランジスタとZ相上アーム側駆動トランジスタとを導通させる期間では、これらの駆動トランジスタ、V相コイル、及びZ相コイルを通過する電流が、電流検出抵抗を流れる。このとき、V相及びZ相電流以外の電流は回生電流として流れる。電流検出抵抗にはV相電流（Z相電流）しか流れないので、V相電流を検出することができ、V相及びZ相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。

【0106】

同様に、W相下アーム側駆動トランジスタとA相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間では、W相及びA相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。X相下アーム側駆動トランジスタとB相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間では、X相及びB相電流が目標値となるようにフィードバック制御することができる。このように、検出すべき相電流が電流検出抵抗を流れる期間が、他の相電流が電流検出抵抗を流れる期間と重ならないようにする。

【0107】

同様に、期間T82では、U相上アーム側駆動トランジスタとY相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、V相上アーム側駆動トランジスタとZ相下アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、W相下アーム側駆動トランジスタとA相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間と、X相下アーム側駆動トランジスタとB相上アーム側駆動トランジスタとを同時に導通させる期間とを順に設ける。以下、期間T83～T88においても同様に導通させるトランジスタを切り替えていく。この結果、相電流が正弦波となるように8相のモータを駆動することができる。

【0108】

また、10相以上の偶数相のモータを駆動する場合についても同様に説明することができる。

【0109】

なお、第3の実施形態においては、第1の実施形態で説明したようなピーク電流制御を行ってもよいし、第2の実施形態で説明したような三角波スライスによるPWM制御を行ってもよい。

【0110】

以上の実施形態において、モータ駆動装置は、ダイオード1D～6Dを備えるとして説明したが、これに代えて、駆動トランジスタ1～6のそれぞれが寄生ダイオードを備えていてもよい。すなわち、駆動トランジスタ1～6のそれぞれに構造的にダイオードが存在していてもよい。

【0111】

また、駆動トランジスタ 1 ～ 6 は、n 形 MOS トランジスタ以外のトランジスタであってもよい。

【 0 1 1 2 】

また、下アーム側駆動トランジスタ 2, 4, 6 のソースとグラウンドとの間に電流検出抵抗 7 を備える場合について説明したが、電源 VCC と上アーム側駆動トランジスタ 1, 3, 5 のドレインとの間に電流検出抵抗を備えていてもよい。

【 0 1 1 3 】

また、モータの結線は Y 結線であるとして説明したが、デルタ結線であってもよい。

【 0 1 1 4 】

また、3 相の相電流の位相を、進んでいるものから順に U 相、V 相、W 相とする場合について説明したが、モータを逆転させるために、W 相、V 相、U 相の順とする場合についても同様である。

【 0 1 1 5 】

また、ホール素子を用いて位置検出を行う場合について説明したが、必ずしもホール素子を用いる必要はない。例えば、U 相、V 相、W 相の各相毎に CR フィルタ回路を設け、PWM 駆動電流の高調波成分をフィルタし、各相毎にフィルタ出力とモータのコイルの midpoint 電位とを比較することによって、モータのロータの位置を検出することができる。しかし、PWM 駆動電流の高調波成分に起因する誤動作を考慮すると、ホール素子を用いる方が有利である。

【 0 1 1 6 】

また、ハーフブリッジを構成する、直列に接続された駆動トランジスタのうち、導通している駆動トランジスタの他方の駆動トランジスタを位相反転同期制御することによって同期整流駆動することも可能である。

【 0 1 1 7 】

また、センサレスとすることも可能である。すなわち、各相電流の向きが切り替わるゼロクロス点前後においてある相の駆動トランジスタを非導通にしてその相の相電流がゼロであるマスク期間を設け、この期間内で逆起電圧を検出してロータ位置信号を得ることができる。マスク期間の前後での当該相電流がゼロであ

るようにトルク指令信号を与えることにより、マスク期間に遷移する際の急峻な相電流の変化を防止してセンサレスモータにおいても低振動、低ノイズの駆動を実現することができる。

【0118】

また、検出抵抗を1本とした場合について説明を行ったが、多相の場合は検出抵抗を2本以上に増やしてもよい。すなわち、8相の場合を例にとれば、検出抵抗を2本とし、4つの相の駆動トランジスタを検出抵抗の一方に共通に接続し、残りの相の駆動トランジスタを他方の検出抵抗に共通に接続してもよい。すると、一方の検出抵抗を利用する相と他方の検出抵抗を利用する相との間で、互いの回生期間を利用しなければならないという制約が無くなるため、PWM制御の最大デューティを大きくすることができる。

【0119】

【発明の効果】

本発明のモータ駆動装置によると、相電流が急激に変化しないようにすることができるので、モータの振動やノイズが相切り替え時に発生するのを抑えることができる。用いる電流検出抵抗の数が相数よりも少ないので、装置の規模を小さくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態に係るモータ駆動装置のブロック図である。

【図2】

図1のモータの各相電流の目標とする波形を示すグラフである。

【図3】

図1の相別トルク信号発生回路の構成の例を示すブロック図である。

【図4】

位置検出回路及び相別トルク信号発生回路に関する信号を示すグラフである。

【図5】

図1のロジック制御回路の構成の例を示すブロック図である。

【図6】

図 1 のロジック制御回路及び比較器の入出力信号を示すグラフである。

【図 7】

図 1 のモータ駆動装置における相電流を示すグラフである。

【図 8】

期間 T 1 におけるモータに流れる電流の経路を示す説明図である。

【図 9】

期間 T 2 におけるモータに流れる電流の経路を示す説明図である。

【図 1 0】

期間 T 3 におけるモータに流れる電流の経路を示す説明図である。

【図 1 1】

本発明の第 2 の実施形態に係るモータ駆動装置のブロック図である。

【図 1 2】

オフセット付加リミッタ回路の構成の例を示す回路図である。

【図 1 3】

図 1 1 のモータ駆動装置における相電流及び通電期間制御部の信号を示すグラフである。

【図 1 4】

相電流が正弦波となるように 3 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。

【図 1 5】

相電流が正弦波となるように 4 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。

【図 1 6】

相電流が正弦波となるように 6 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。

【図 1 7】

相電流が正弦波となるように 8 相のモータを駆動する場合の各相の出力電流波形を示すグラフである。

【図 1 8】

従来のピーク電流検出方式のモータ駆動装置のブロック図である。

【図 1 9】

図 1 8 のモータ駆動装置で駆動されたモータの各相電流の時間に対する変化を示すグラフである。

【図 2 0】

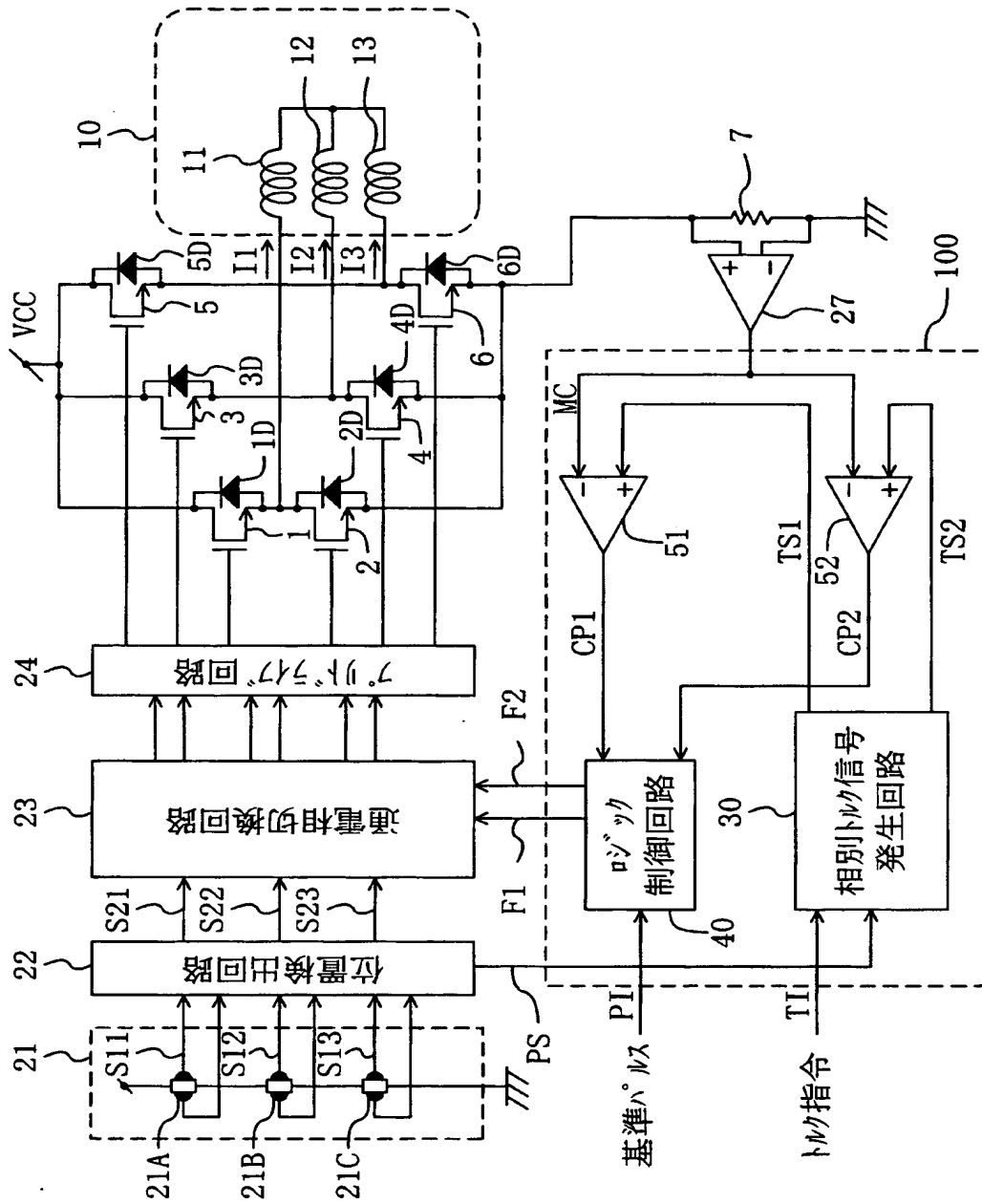
図 1 9 の時間 $t = t_z$ 付近における電流検出抵抗電圧（モータ電流検出信号）、V 相及び W 相の相電流を、時間軸を拡大して示したグラフである。

【符号の説明】

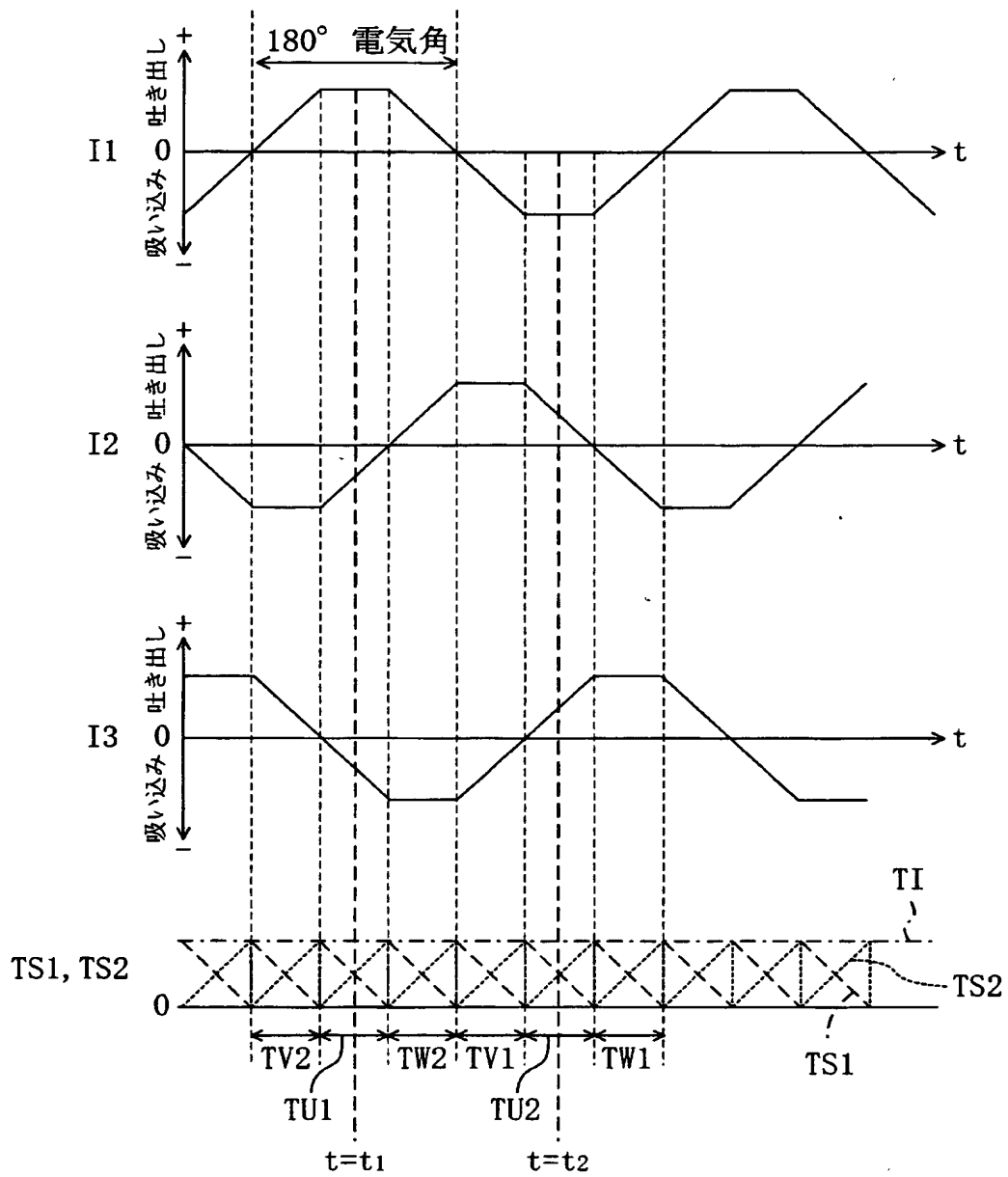
- 1 ～ 3 上アーム側駆動トランジスタ（上アーム側スイッチング素子）
- 4 ～ 6 下アーム側駆動トランジスタ（下アーム側スイッチング素子）
- 1 D ～ 6 D ダイオード
- 7 電流検出抵抗
- 1 0 モータ
- 1 1 U 相コイル
- 1 2 V 相コイル
- 1 3 W 相コイル
- 2 1 ホール素子回路
- 2 2 位置検出回路
- 2 3 通電相切換回路
- 2 4 プリドライブ回路
- 3 0, 2 3 0 相別トルク信号発生回路
- 4 0 ロジック制御回路
- 5 1 第 1 の比較器
- 5 2 第 2 の比較器
- 1 0 0, 2 0 0 通電期間制御部

【書類名】 図面

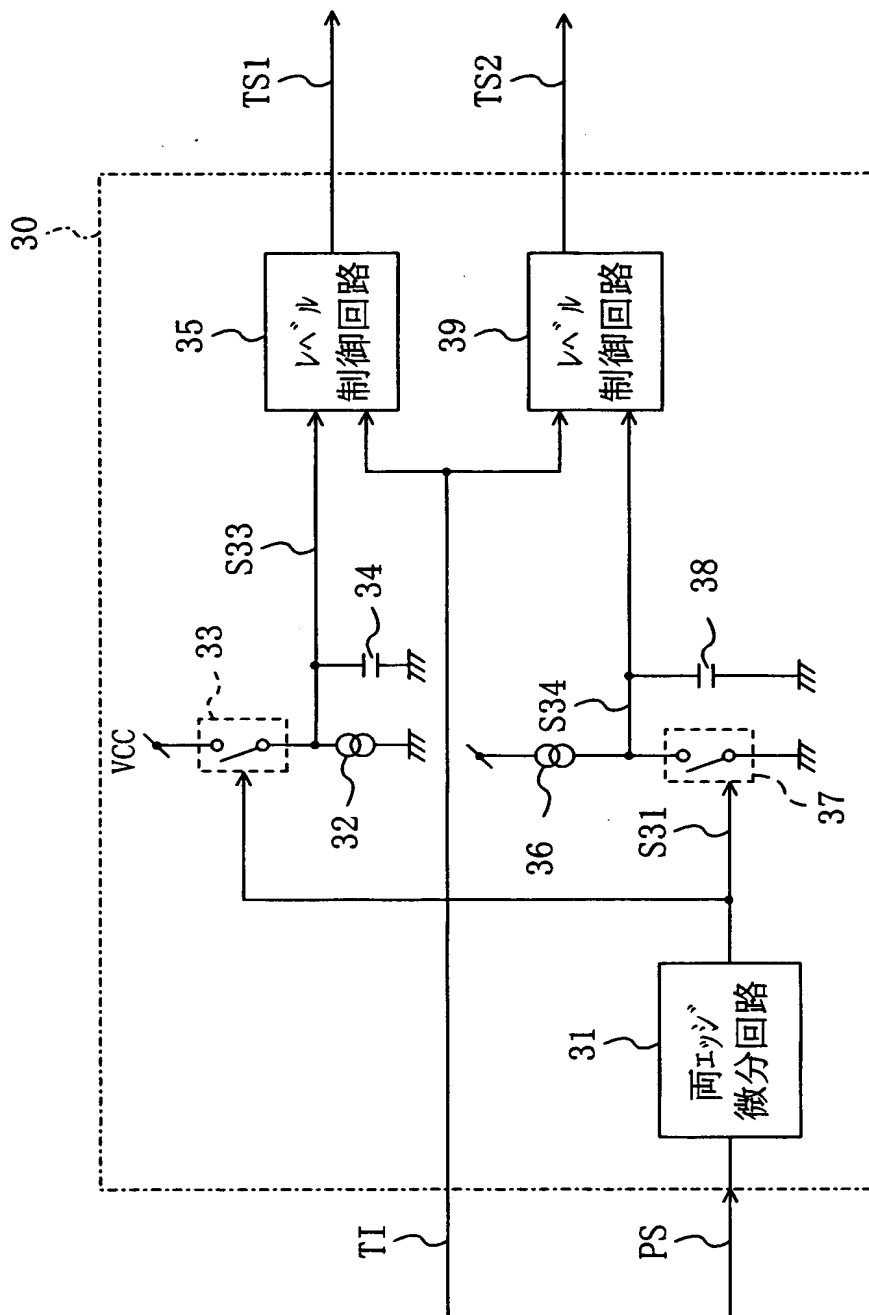
【図1】



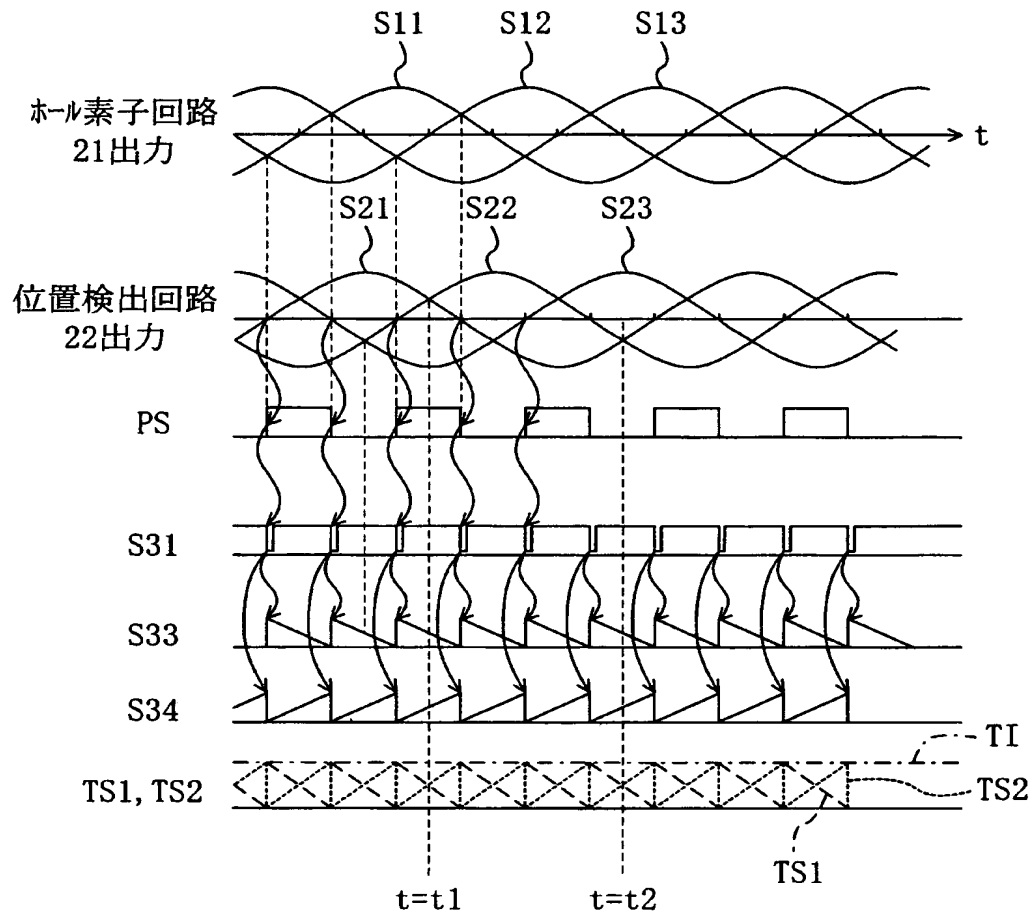
【図2】



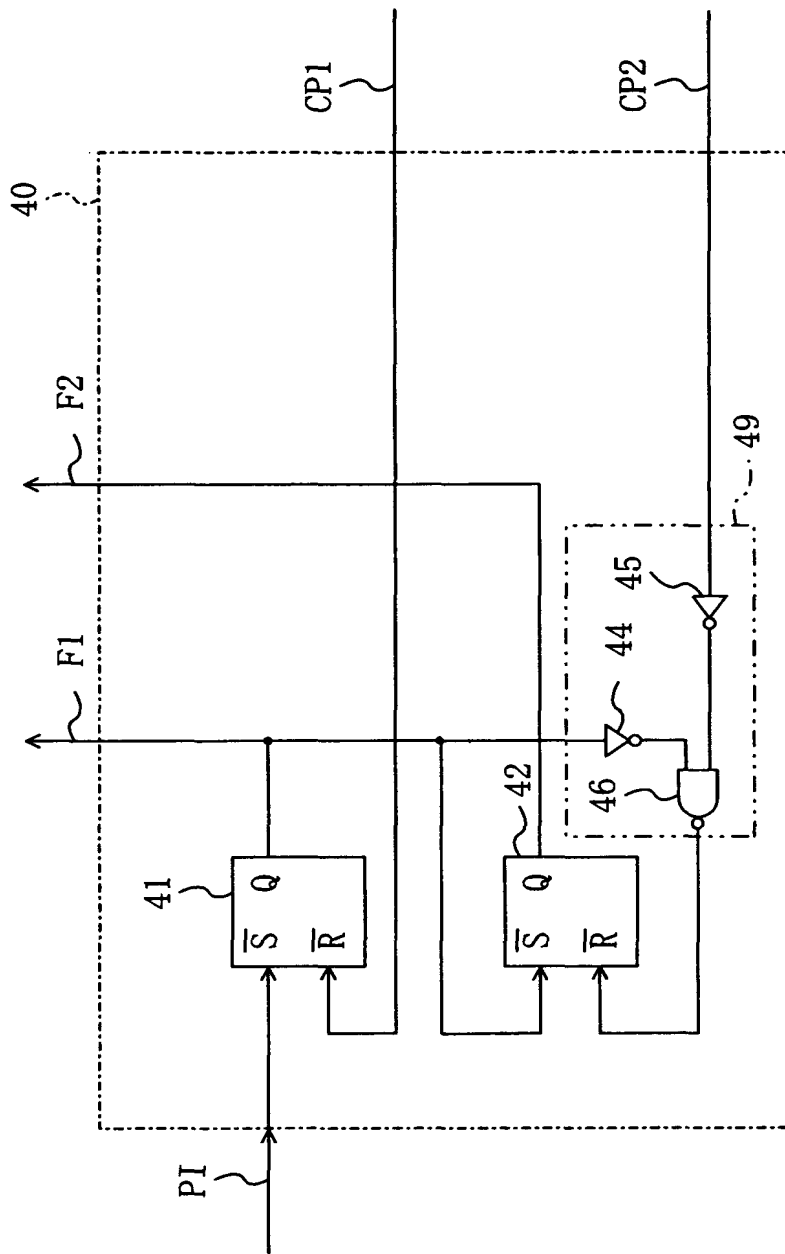
【図 3】



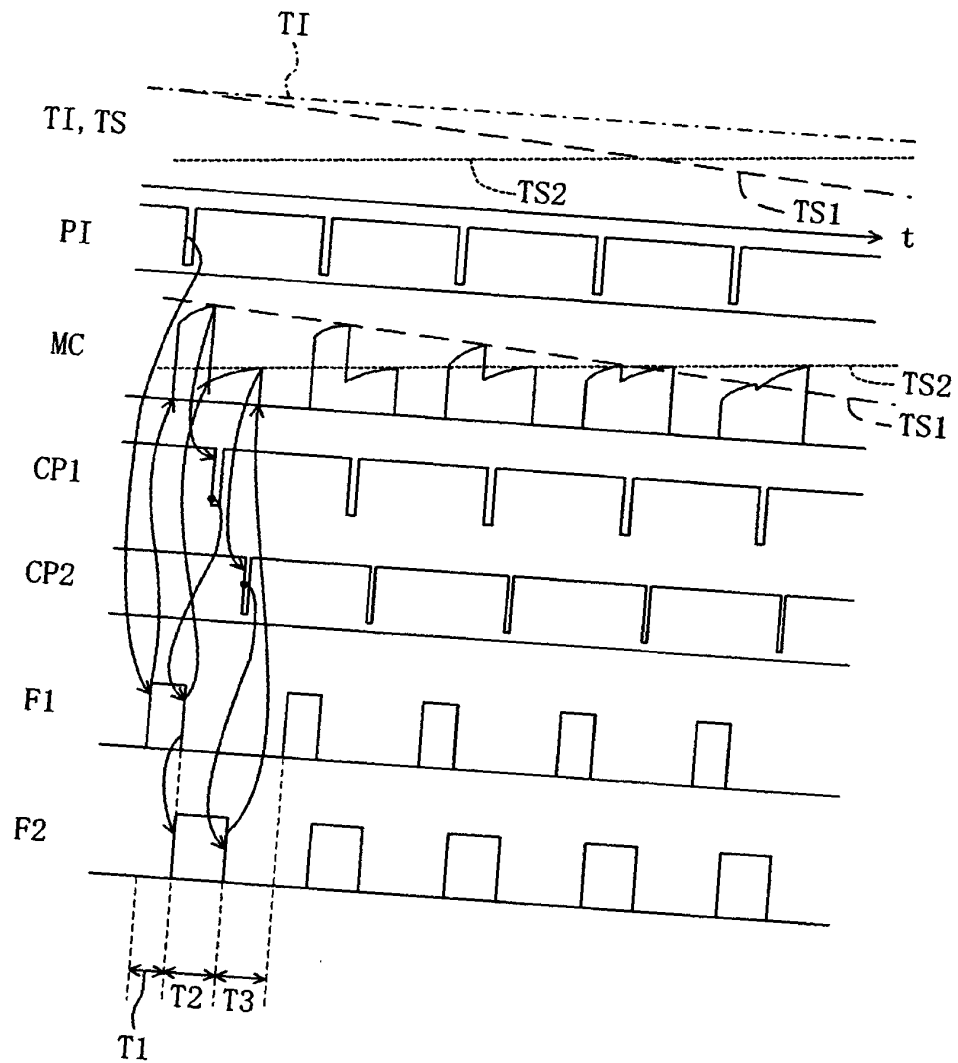
【図 4】



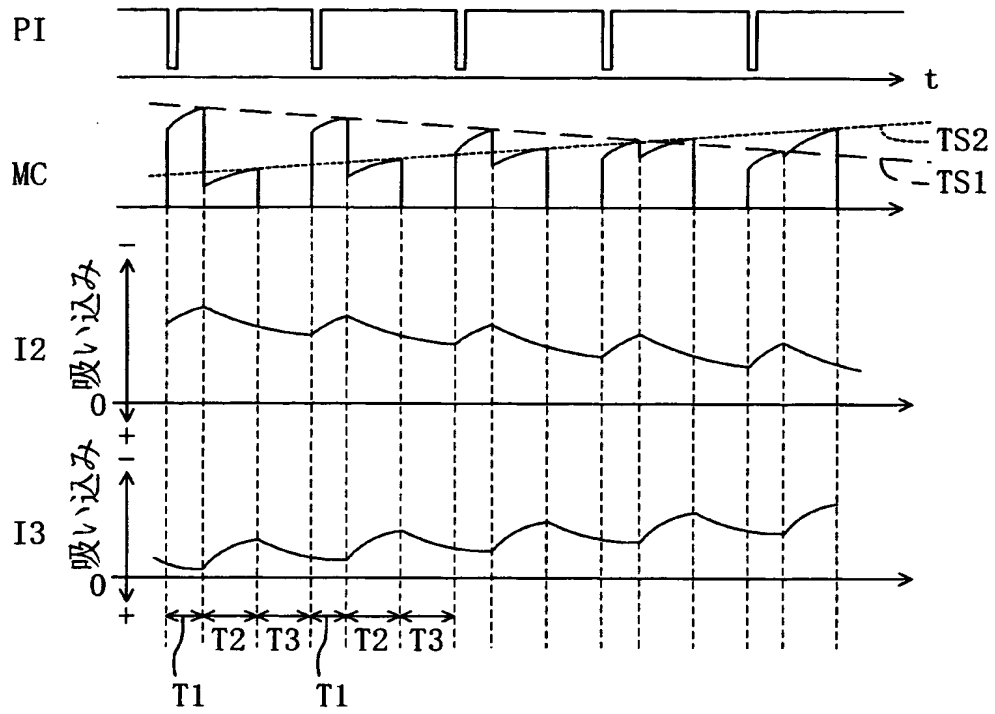
【図 5】



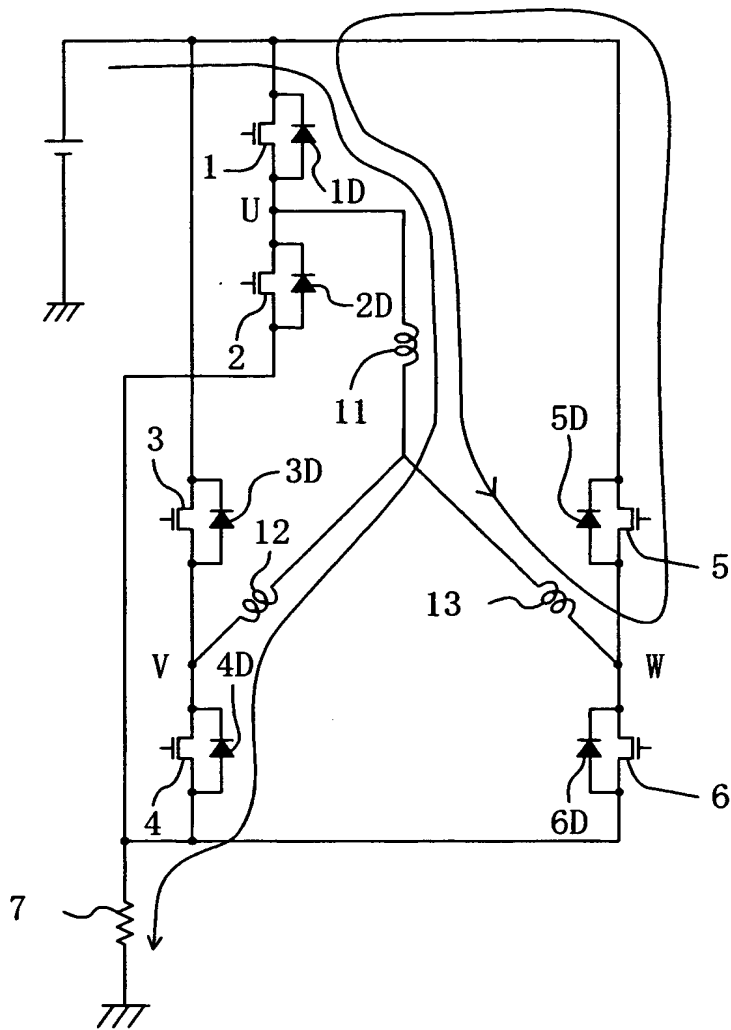
【図6】



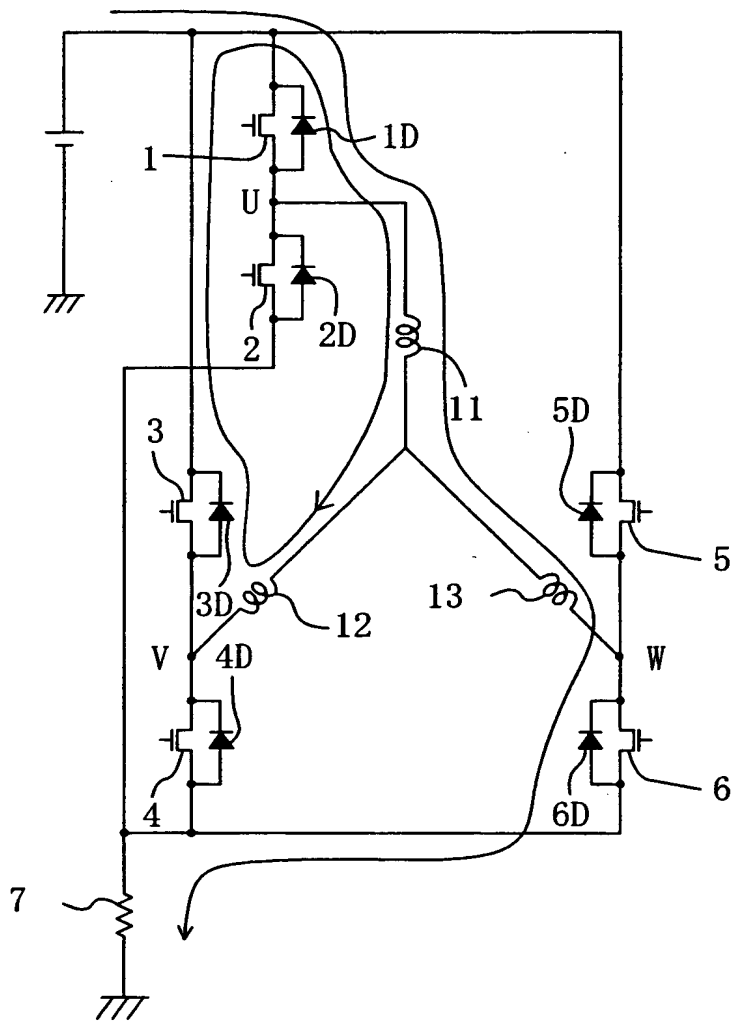
【図 7】



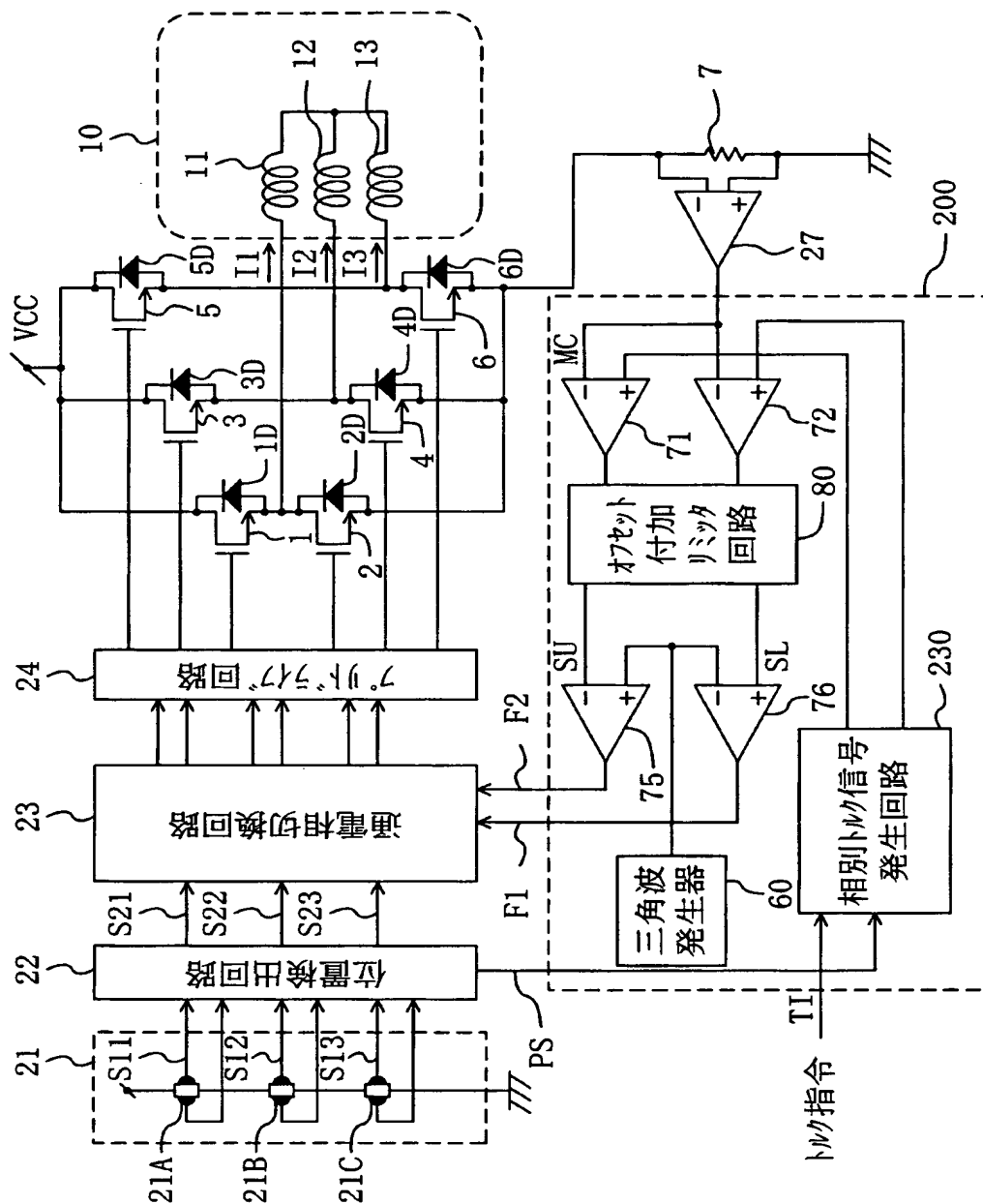
【図 8】



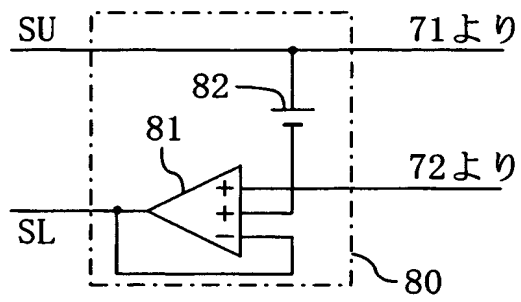
【図 9】



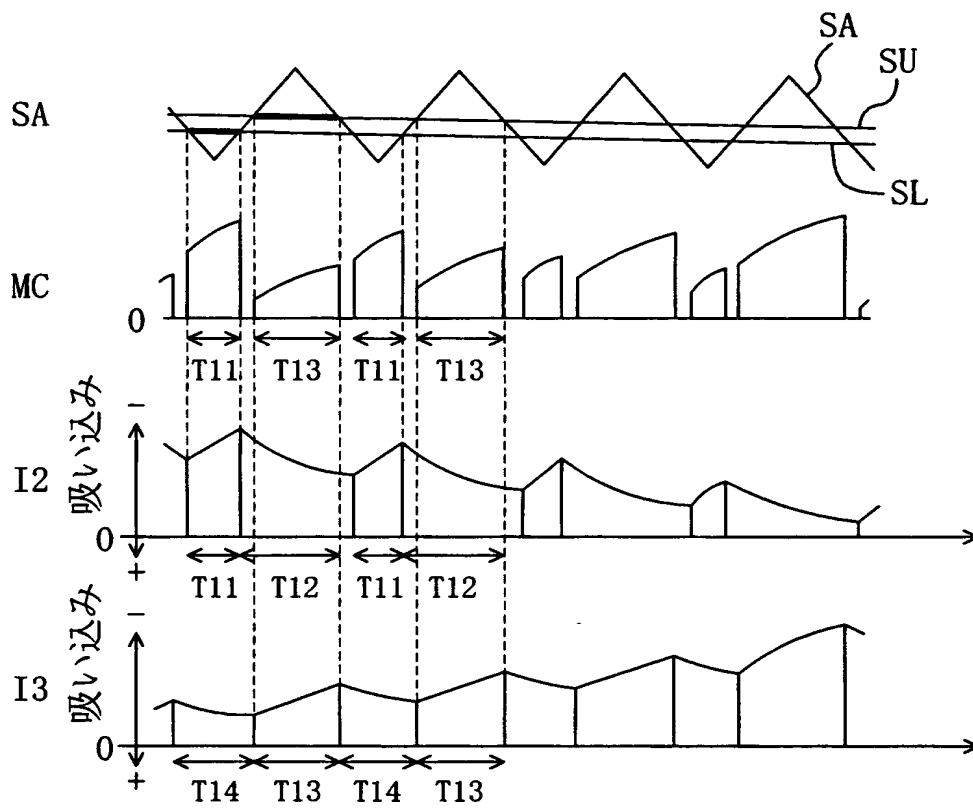
【図 11】



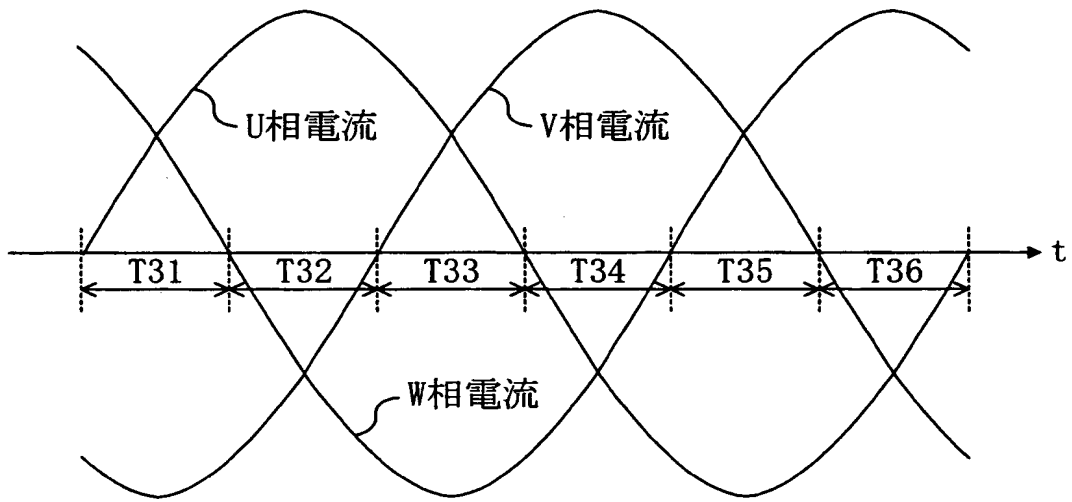
【図12】



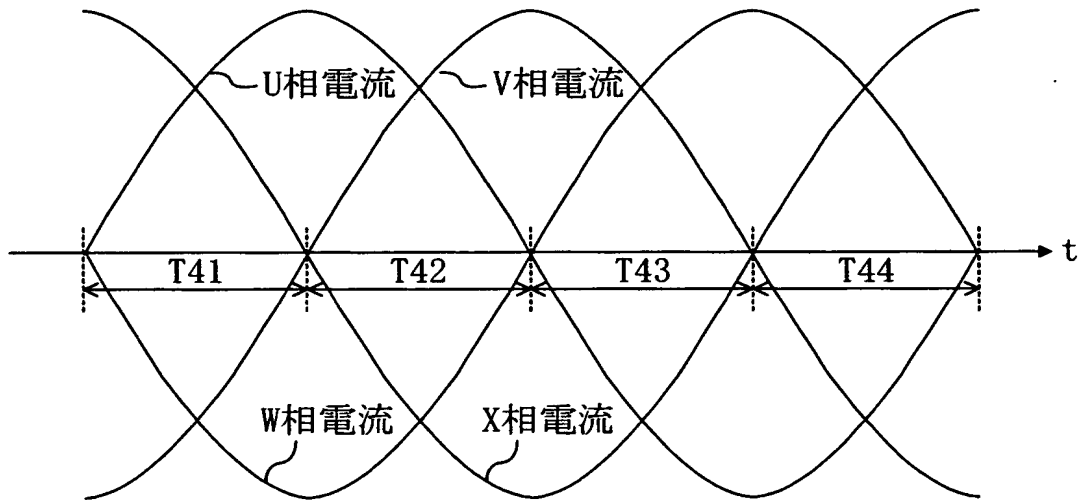
【図13】



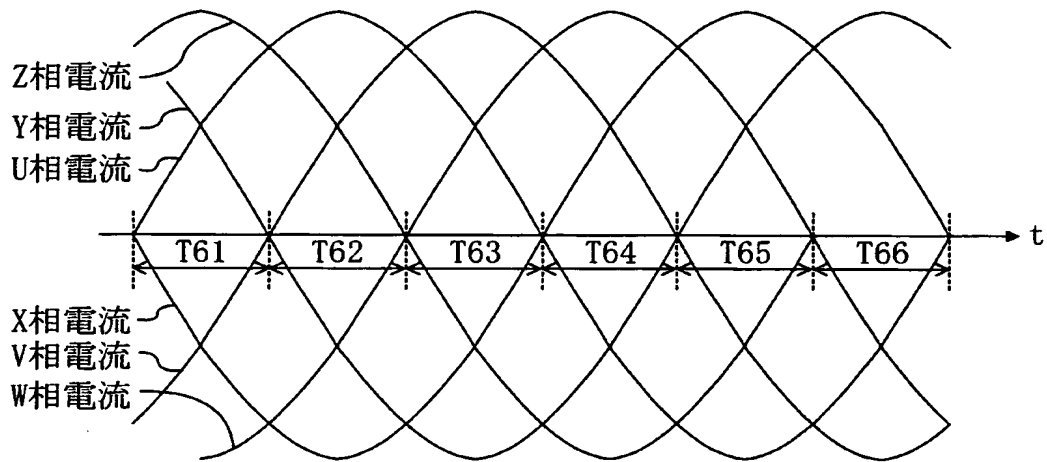
【図 14】



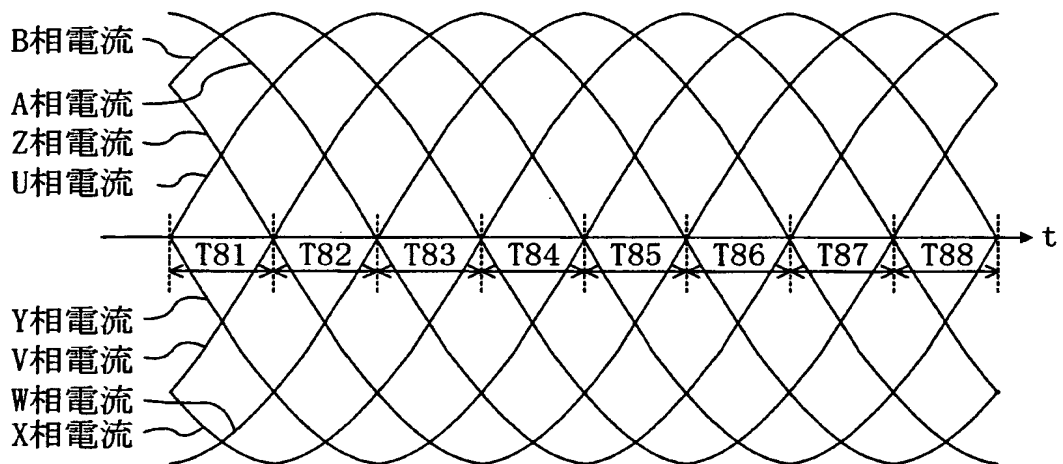
【図 15】



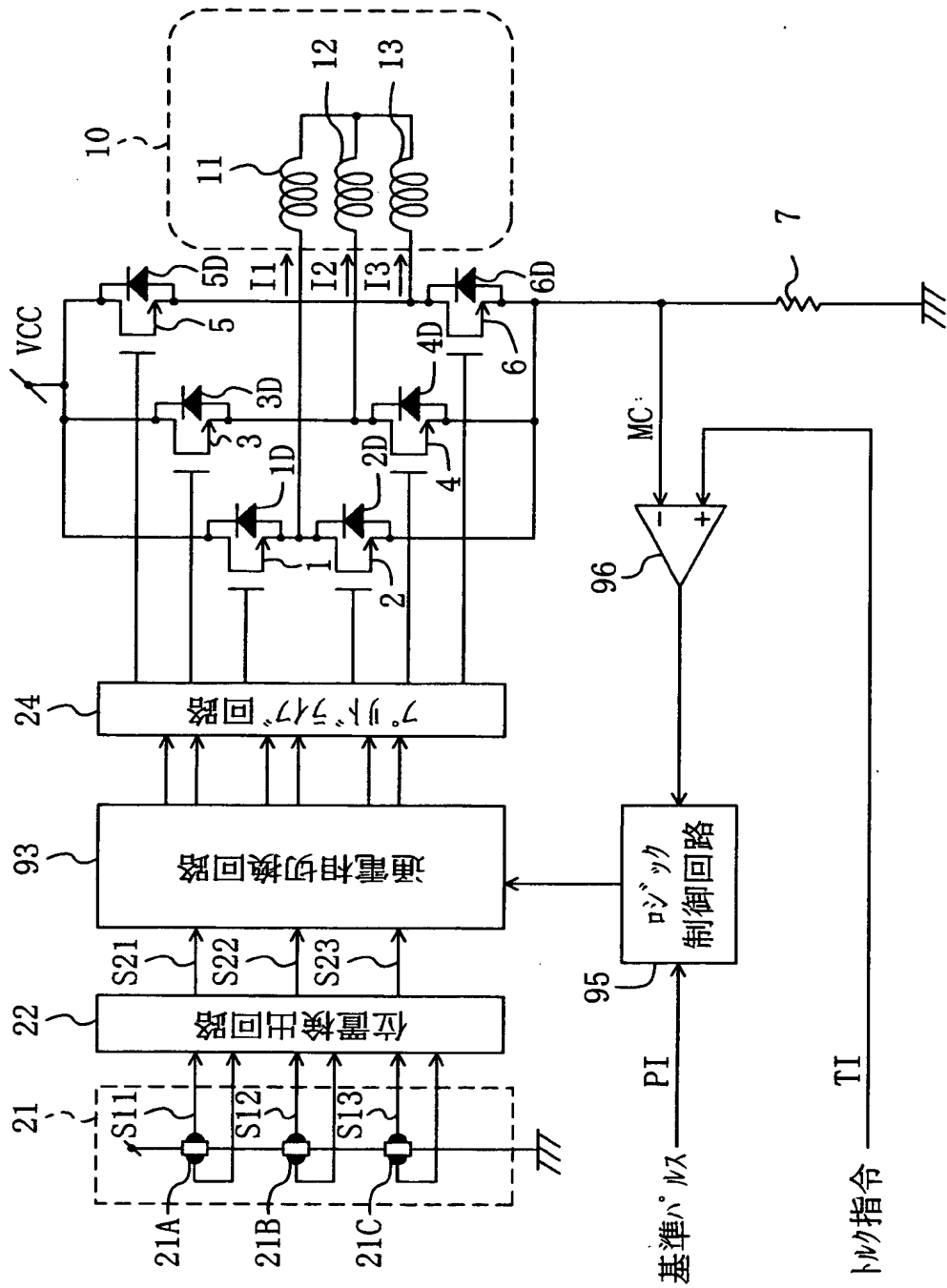
【図 1 6】



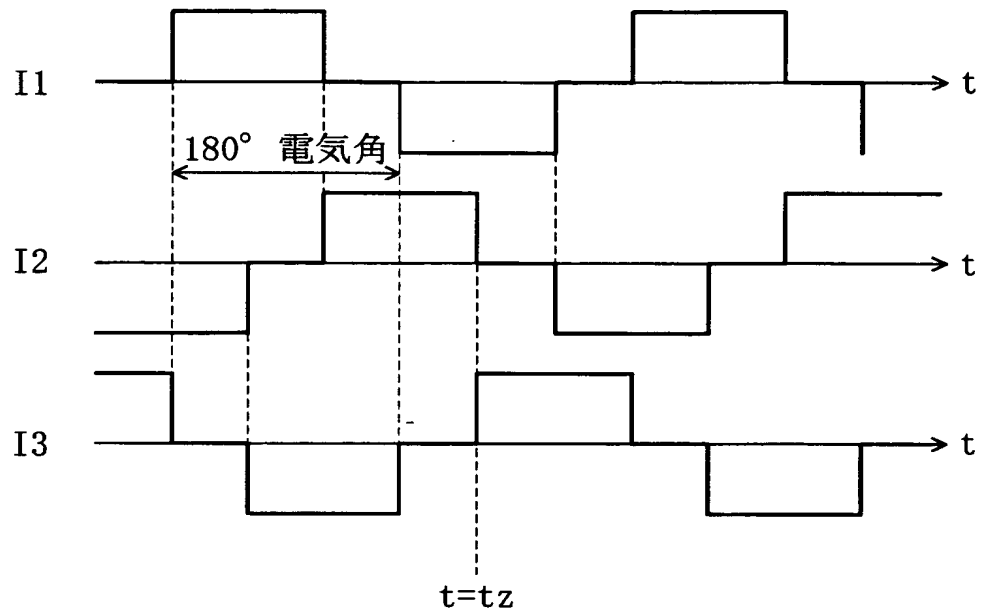
【図 1 7】



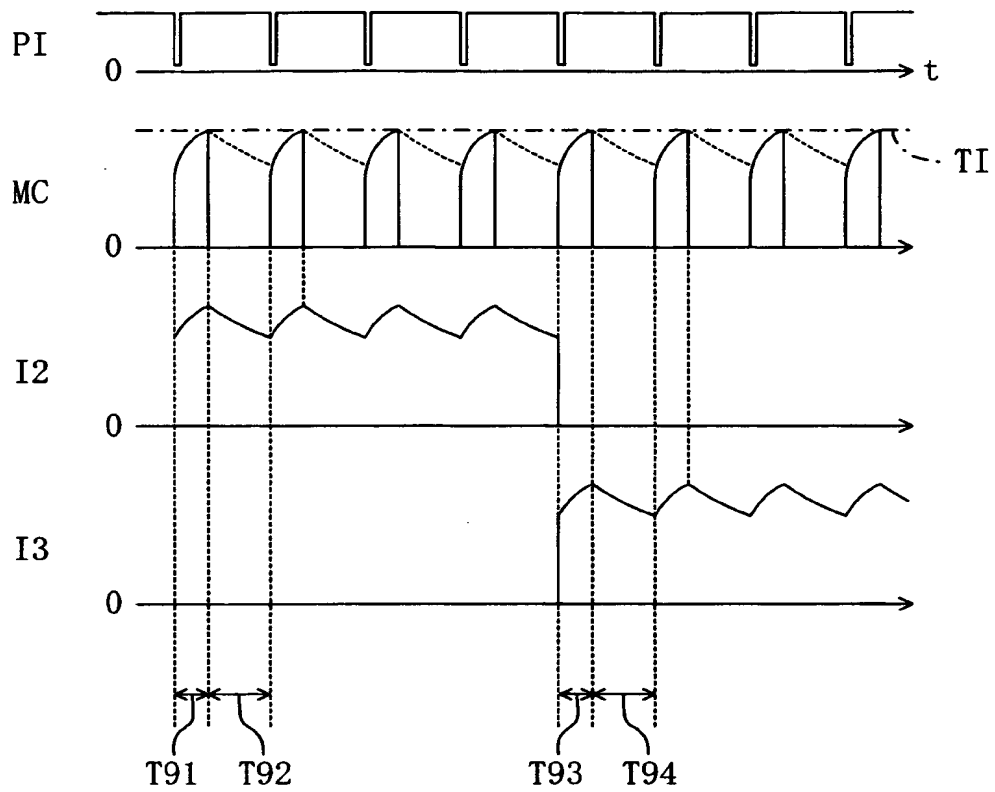
【図18】



【図 1 9】



【図 2 0】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 相電流の数よりも少ない数の電流検出抵抗を用い、複数の相電流が急激に変化しないようにして、モータの振動、及び電磁音を低減させる。

【解決手段】 直列に接続された上及び下アーム側スイッチング素子を有する出力回路を複数備えるとともに、複数の出力回路と直列に、かつ、共通に接続された電流検出抵抗を備えたモータ駆動装置におけるモータ駆動方法であって、出力回路のうちのいずれか1つにおける一方のスイッチング素子を所定の電気角に相当する期間において導通させるステップと、出力回路の残りのいずれか複数における他方のスイッチング素子にスイッチング動作をさせるステップとを備える。スイッチング動作をさせるステップでは、前記期間が区切られた複数の期間のそれぞれにおいて、スイッチング動作をさせるスイッチング素子のうち、1つを導通させる第1の期間と、他を導通させる第2の期間とが存在するようにする。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名 松下電器産業株式会社